

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Projecto de um sistema para alimentação de
lâmpadas HID (High Intensity Discharge) usadas
em iluminação automóvel**

Ricardo Emanuel Sousa Carvalho

Dissertação de Projecto realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Armando Luís Sousa Araújo


Janeiro de 2009


A Dissertação intitulada

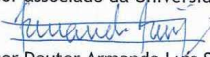
“PROJECTO DE UM SISTEMA PARA ALIMENTAÇÃO DE LÂMPADAS HID HIGH-INTENSITY-DISCHARGE) USADAS EM ILUMINAÇÃO AUTOMÓVEL”

foi aprovada em provas realizadas em 25/Fevereiro/2009

o júri


presidente Professor Doutor Francisco José de Oliveira Restivo
professor associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto


Professor Doutor Júlio Barreiros Martins
professor associado da Universidade do Minho


Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
professor auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados

Autor - Ricardo Emanuel Sousa Carvalho



Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

Este documento foi elaborado no âmbito da disciplina de dissertação, inserida no plano de estudos do 5º ano do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no 1º semestre do ano lectivo de 2008/2009.

Neste trabalho apresenta-se as características, aspectos ligados à ressonância acústica, tempo de vida, modelo e implementação de uma lâmpada HID, com o objectivo de posteriormente ser usado como carga no sistema, simulando assim o comportamento da lâmpada HID.

Seguidamente é descrita uma estrutura de um balastro electrónico indicada para este projecto, e o seu funcionamento nas diferentes fases da lâmpada, é também projectado um ramo de *take-over*, e exposta a sua implementação e simulação.

Depois disto, discute-se as características dos circuitos de ignição, é implementado um circuito de ignição e explicado o seu funcionamento, e posteriormente simulado.

No seguimento deste documento apresenta-se a importância do conversor DC-DC no balastro electrónico, a escolha da sua topologia, características do conversor *flyback*, modelação em espaço de estados desse mesmo conversor, obtenção das suas funções de transferência, e verificada a validade dos modelos com a apresentação dos resultados obtidos.

Prosegue este trabalho com uma análise à configuração da estrutura do controlador, estuda-se a malha de realimentação, são analisados os vários tipos de compensadores, implementa-se um controlador adequado ao conversor *flyback* e testa-se esse controlador registando-se os valores obtidos.

Finalmente este documento termina com uma conclusão de todo o trabalho exposto e perspectivas de trabalho futuro.

Abstract

This document was prepared for the discipline of dissertation, which is on the school plan of the fifth grade of “Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores” (Master’s Degree on Electrical and Computer Engineering), of “Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto” (College of Engineering of the University of Porto), at the first semester of 2008/2009 school year.

This work sets out the characteristics, aspects of the acoustic resonance, life time, model and implementation of a HID lamp, with the purpose for later use as a load on the system, thus simulating the behaviour of the HID lamp.

Next is described a structure of an electronic ballast, suitable for this project and also its operation in the various stages of the lamp. It’s also designed a line of take-over, its implementation and simulation is exposed.

After that, the characteristics of the ignition circuits are discussed, it’s made an implementation of this type of circuit, explained its operation and subsequently its simulation.

Following this document, there is information about the importance of the DC-DC converter on the electric ballast and its topology, characteristics of the *flyback* converter, modelling of the same converter on the state space, transfer functions, being verified the validity of the models showing the results obtained.

Continuing this work, it has made an analysis of the structure of the configuration controller, the feedback loop and about the various types of compensators. It’s made the implementation of a controller suitable for the *flyback* converter being this controller tested and recorded the results.

Finally, this document ends with a conclusion of all the exposed work and prospects for future work.

Agradecimentos

Quero agradecer ao professor Dr. Armando Luís Sousa Araújo pela sua disponibilidade e dedicação em prestar ajuda sempre que solicitado, tornando assim mais fácil a correcta realização deste trabalho.

Agradeço aos meus pais pela sua compreensão, dedicação, e apoio ao longo destes anos do curso.

Deixo aqui o meu agradecimento a todos os meus amigos de curso pelos fabulosos e inesquecíveis momentos que me proporcionaram ao longo destes anos.

Agradeço à FEUP pelas condições de trabalho oferecidas.

“What we do in life echoes in eternity”

By Maximus in Gladiator

Índice

| | |
|---|-----------|
| Resumo | i |
| Abstract..... | iii |
| Agradecimentos | v |
| Índice..... | ix |
| Lista de Figuras | xiii |
| Lista de Tabelas | xvii |
| Abreviaturas e Símbolos | xix |
| Capítulo 1 | 1 |
| Introdução..... | 1 |
| 1.1 - As lâmpadas eléctricas..... | 1 |
| 1.2 - Lâmpadas HID em automóveis..... | 4 |
| 1.3 - Estado da arte | 5 |
| 1.4 - Objectivos do trabalho..... | 5 |
| 1.5 - Estrutura do trabalho | 6 |
| Capítulo 2 | 7 |
| Lâmpada HID..... | 7 |
| 2.1 - Introdução..... | 7 |
| 2.2 - Características | 7 |
| 2.3 - Ressonância acústica | 8 |
| 2.4 - Fim de vida de uma lâmpada HID | 8 |
| 2.5 - Modelo físico da lâmpada | 9 |
| 2.5.1 - Método GA | 13 |
| 2.6 - Implementação do modelo | 14 |
| 2.6.1 - Implementação em Simulink..... | 14 |
| 2.6.2 - Implementação em PSIM | 18 |
| 2.7 - Resultados obtidos nas simulações | 21 |
| 2.8 - Conclusão | 23 |
| Capítulo 3 | 25 |
| Topologia e análise do balastro electrónico | 25 |
| 3.1 - Introdução..... | 25 |
| 3.2 - Estrutura do balastro electrónico | 25 |

| | |
|---|-----------|
| 3.3 - Modos de operação nas diferentes fases da lâmpada | 26 |
| 3.4 - Ramo <i>take-over</i> | 28 |
| 3.4.1 - Cálculo dos parâmetros do ramo <i>take-over</i> | 28 |
| 3.4.2 - Simulação do ramo <i>take-over</i> | 29 |
| 3.5 - Conclusão | 30 |
| Capítulo 4 | 31 |
| Ignição | 31 |
| 4.1 - Introdução | 31 |
| 4.2 - Características dos circuitos de ignição | 31 |
| 4.3 - Funcionamento do circuito de ignição | 33 |
| 4.4 - Simulação da ignição | 33 |
| 4.5 - Conclusão | 34 |
| Capítulo 5 | 35 |
| Conversor DC-DC | 35 |
| 5.1 - Introdução | 35 |
| 5.2 - Importância do conversor DC-DC no balastro electrónico | 35 |
| 5.3 - Escolha da topologia | 36 |
| 5.4 - Conversor <i>flyback</i> | 36 |
| 5.4.1 - Modo de condução contínua | 38 |
| 5.4.2 - Modo condução descontínua..... | 39 |
| 5.4.3 - Modelo equivalente para o transformador do <i>flyback</i> | 40 |
| 5.4.4 - Validação do modelo equivalente para o transformador do <i>flyback</i> | 41 |
| 5.5 - Modelação em espaço de estados..... | 42 |
| 5.5.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas | 43 |
| 5.5.2 - Equações de estado | 43 |
| 5.5.3 - Obtenção da Função de Transferência do Sistema | 44 |
| 5.6 - Modelação do conversor <i>flyback</i> em espaço de estados | 47 |
| 5.7 - Verificação da validade dos modelos obtidos para o conversor <i>flyback</i> | 51 |
| 5.8 - Conclusão | 62 |
| Capítulo 6 | 63 |
| Controlador | 63 |
| 6.1 - Introdução | 63 |
| 6.2 - Configuração..... | 63 |
| 6.3 - Malha de realimentação | 64 |
| 6.3.1 - Ganho da malha de realimentação | 64 |
| 6.3.2 - Estabilidade | 66 |
| 6.4 - Características dos controladores | 67 |
| 6.4.1 - Compensador por avanço de fase ou PD..... | 68 |
| 6.4.2 - Compensador por atraso de fase ou PI..... | 70 |
| 6.4.3 - Compensador por avanço e atraso de fase ou PID | 70 |
| 6.5 - Implementação do controlador para o conversor <i>flyback</i> | 70 |
| 6.5.1 - Dimensionamento do conversor..... | 71 |
| 6.5.2 - Dimensionamento do controlador | 72 |
| 6.5.3 - Implementação do compensador | 74 |
| 6.5.4 - Implementação da malha de realimentação..... | 76 |
| 6.6 - Teste do controlador | 78 |
| 6.7 - Teste de todo o sistema de alimentação | 79 |
| 6.7.1 - Funcionamento do bloco <i>C Script</i> | 81 |
| 6.7.2 - Resultados obtidos | 82 |
| 6.8 - Conclusão | 83 |
| Capítulo 7 | 85 |
| Conclusão | 85 |
| 7.1 - Perspectivas de trabalho futuro | 86 |

| | |
|-------------------|----|
| Referências | 87 |
|-------------------|----|

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 - Tipo de lâmpadas HID; (a) lâmpada de mercúrio, (b) lâmpada sódio e (c) lâmpada MH. | 3 |
| Figura 2.1 - Curva característica da tensão e corrente de uma lâmpada HID nas seis fases de funcionamento [17]. | 8 |
| Figura 2.2 - Formas de onda da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos (V) para diferentes frequências de funcionamento, e em diferentes simuladores, para uma lâmpada HID de mercúrio. | 12 |
| Figura 2.3 - Formas de onda da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos (V) para diferentes frequências de funcionamento, e em diferentes simuladores, para uma lâmpada HID-MH. | 12 |
| Figura 2.4 - Circuito em Simulink do modelo final. | 15 |
| Figura 2.5 - Circuito em Simulink da simulação da temperatura. | 15 |
| Figura 2.6 - Circuito em Simulink da simulação das perdas por radiação. | 16 |
| Figura 2.7 - Circuito em Simulink da simulação das perdas por condução. | 16 |
| Figura 2.8 - Circuito em Simulink da simulação da resistência da lâmpada. | 16 |
| Figura 2.9 - Circuito em Simulink da simulação da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos. | 17 |
| Figura 2.10 - Dente de serra para uma frequência de alimentação de 500Hz. | 18 |
| Figura 2.11 - Modelo completo da lâmpada em PSIM. | 18 |
| Figura 2.12 - Circuito em PSIM da simulação da resistência da lâmpada. | 19 |
| Figura 2.13 - Circuito em PSIM da simulação da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos. . | 20 |
| Figura 2.14 - Simulação em PSIM (a) e Simulink (b) da corrente na lâmpada (A), queda de tensão nos eléctrodos (V) e tensão na lâmpada (V) a 400Hz. | 21 |
| Figura 2.15 - Simulação em PSIM (a) e Simulink (b) da corrente na lâmpada (A), queda de tensão nos eléctrodos (V) e tensão na lâmpada (V) a 400kHz. | 21 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.16 - Simulação em PSIM da resistência (Ω), temperatura ($^{\circ}\text{K}$), perdas por radiação (V^{-1}) e perdas por condução ($^{\circ}\text{K}$) da lâmpada a 1A, 400Hz. | 22 |
| Figura 2.17 - Simulação em Simulink da resistência (Ω), temperatura ($^{\circ}\text{K}$), perdas por radiação (V^{-1}) e perdas por condução ($^{\circ}\text{K}$) da lâmpada a 1A, 400Hz. | 22 |
| Figura 3.1 - Diagrama de blocos do balastro electrónico. | 26 |
| Figura 3.2 - Ramo <i>take-over</i> | 29 |
| Figura 3.3 - Circuito de simulação do ramo <i>take-over</i> | 29 |
| Figura 3.4 - Formas de onda da corrente (A) de saída do inversor (I_{co}), do condensador <i>take-over</i> (I_{cto}) e do barramento DC (I_{dc}). | 30 |
| Figura 3.5 - Forma de onda da corrente (A) no barramento DC com ($I_{\text{dc_to}}$) e sem (I_{dc}) ramo <i>take-over</i> | 30 |
| Figura 3.6 - Forma de onda da tensão (V) no barramento DC com ($V_{\text{dc_to}}$) e sem (V_{dc}) ramo <i>take-over</i> | 30 |
| Figura 4.1 - Circuito de ignição básico [39]. | 31 |
| Figura 4.2 - Circuito de ignição, esquema intuitivo(a), circuito pormenorizado (b)..... | 32 |
| Figura 4.3 - Circuito de simulação do circuito de ignição. | 33 |
| Figura 4.4 - Formas de onda da tensão (V) no condensador C_1 (V_{c1}), no condensador C_2 (V_{c2}) e na saída do circuito (Ignição). | 34 |
| Figura 5.1 - Esquema eléctrico de um conversor <i>flyback</i> | 37 |
| Figura 5.2 - Sinal de controlo do transistor. | 37 |
| Figura 5.3 - Formas de onda do conversor <i>flyback</i> nos modos condução continua e condução descontinua..... | 38 |
| Figura 5.4 - Esquema equivalente do transformador. | 40 |
| Figura 5.5 - Esquema equivalente do transformador com as grandezas referenciadas ao secundário. | 40 |
| Figura 5.6 - Circuito simulação do <i>flyback</i> sem modelo equivalente (cima), e com modelo equivalente (baixo). | 41 |
| Figura 5.7 - Tensão de saída (V) do <i>flyback</i> sem modelo equivalente (V_{o1}), e com modelo equivalente (V_{o2}). | 42 |
| Figura 5.8 - Diferença entre as tensões de saída (V) sem modelo equivalente (V_{o1}), e com modelo equivalente (V_{o2}). | 42 |
| Figura 5.9 - Diagrama de blocos de uma modelização em espaço de estados. | 44 |
| Figura 5.10 - Circuito do conversor <i>flyback</i> com o modelo equivalente do transformador. .. | 47 |
| Figura 5.11 - Circuito do conversor quando $q(t) = 1$ | 48 |
| Figura 5.12 - Circuito do conversor quando $q(t) = 0$ | 48 |

| | |
|---|----|
| Figura 5.13 - Simulação do modelo de média em Simulink..... | 52 |
| Figura 5.14 - Circuito simulação de valores instantâneos do conversor em PSIM. | 52 |
| Figura 5.15 - (a) Modelo de comutação para conversores de altas-frequências. (b) modelo aproximado de media de comutação para condução contínua com duty-cycle d , usando fontes controladas. (c) modelo aproximado de media de comutação usando um transformador ideal; $d'=1-d$ [41]. | 52 |
| Figura 5.16 - Circuito simulação do modelo de média do conversor em PSIM. | 53 |
| Figura 5.17 - (a) Resposta da saída do circuito instantâneo (V_o) e do circuito de média (V_{o_media}). (b) fracção pormenorizada de (a). | 53 |
| Figura 5.18 - Respostas obtidas com o modelo de média para $V_{in}=8V$ (cima), $V_{in}=12V$ (meio) e $V_{in}=16V$ (baixo), todas com $R=1k\Omega$, nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b). | 54 |
| Figura 5.19 - Respostas obtidas com o modelo de média para $R=100\Omega$, (cima), $R=1k\Omega$, (meio) e $R=2k\Omega$, (baixo), todos com $V_{in}=12V$, nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b). | 54 |
| Figura 5.20 - Modelo de media de comutação linearizado para conversores de altas-frequências [41]. | 55 |
| Figura 5.21 - Circuito simulação do modelo de linearização do conversor em PSIM. | 55 |
| Figura 5.22 - Simulação da linearização do modelo de média em Simulink. | 56 |
| Figura 5.23 - Respostas obtidas (V) quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d}=0.02$, no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink (c). | 57 |
| Figura 5.24 - Respostas obtidas (V) quando se diminui o ciclo activo $\tilde{d}=-0.02$, no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink (c). | 57 |
| Figura 5.25 - Respostas obtidas (V) quando se aumenta a tensão de estrada $\tilde{v_{in}}=4V$ no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b). | 58 |
| Figura 5.26 - Respostas obtidas (V) quando se diminui a tensão de estrada $\tilde{v_{in}}=-4V$ no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b). | 59 |
| Figura 5.27 - Simulação da função de transferência $T_v(s)$ em Simulink. | 59 |
| Figura 5.28 - Resultados obtidos (V) na simulação da função de transferência quando a variação do ciclo activo é: $\tilde{d}=0.02$ (a), e $\tilde{d}=-0.02$ (b). | 60 |
| Figura 5.29 - Respostas obtidas (A) quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d}=0.02$, no circuito de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), na função de transferência em corrente simulado em Simulink (c). | 61 |
| Figura 5.30 - Respostas obtidas (A) quando se diminui o ciclo activo $\tilde{d}=-0.02$, no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), na função de transferência em corrente simulado em Simulink (c). | 61 |
| Figura 6.1 - Conversor <i>flyback</i> com realimentação. | 64 |

| | |
|---|----|
| Figura 6.2 - Diagrama de blocos de uma malha de realimentação..... | 64 |
| Figura 6.3 - Diagrama de blocos do conversor com realimentação. | 65 |
| Figura 6.4 - ζ vs φ_m | 67 |
| Figura 6.5 - Resposta ao degrau para vários ζ [45]. | 68 |
| Figura 6.6 - Curva VEDILIS para iluminação automóvel [34]. | 71 |
| Figura 6.7 - Lugar das raízes de $T_i(s)$ | 73 |
| Figura 6.8 - Diagrama de Bode de $T_i(s)$ | 73 |
| Figura 6.9 - Diagrama de Nyquist de $T_i(s)$ | 74 |
| Figura 6.10 - Diagrama de bode de $T_i(s)$ e $G_c(s)$ | 75 |
| Figura 6.11 - Lugar geométrico de raízes e diagrama de bode em malha aberta e malha fechada do sistema $T_i(s)*G_c(s)$ | 76 |
| Figura 6.12 - Resposta ao degrau unitário aplicado na entrada do sistema em malha fechada. | 77 |
| Figura 6.13 - Resposta de rejeição ao ruído do sistema em malha fechada. | 77 |
| Figura 6.14 - Circuito simulação do controlador. | 78 |
| Figura 6.15 - Forma de onda da corrente (A) e da tensão (V) na saída do conversor para uma mudança de carga para o dobro ($R = 428\Omega$). | 78 |
| Figura 6.16 - Forma de onda da corrente (A) e da tensão (V) na saída do conversor para uma mudança de carga para metade ($R = 107\Omega$). | 79 |
| Figura 6.17 - Circuito completo de alimentação de uma lâmpada HID | 80 |
| Figura 6.18 - <i>C Script Block</i> | 80 |
| Figura 6.19 - Forma de onda da tensão (V) e corrente (A) à saída do conversor e nos terminais da lâmpada. | 82 |
| Figura 6.20 - Forma de onda da tensão (V) e corrente (A) na lâmpada na fase <i>warm-up</i> e <i>run-up</i> | 82 |
| Figura 6.21 - Forma de onda da tensão (V) e corrente (A) na lâmpada na fase <i>steady-state</i> | 83 |

Lista de Tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 1.1 - Comparação das características dos diversos tipos de lâmpadas [1]. | 2 |
| Tabela 2.1 - Valor das constantes para diferentes frequências [30]. | 11 |
| Tabela 2.2 - Valor das constantes ajustáveis do modelo [30]. | 14 |
| Tabela 5.1 - Variáveis para o modelo em espaço de estados. | 47 |

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

| | |
|---------|--|
| AC | Tensão\corrente alternada |
| DC | Tensão\corrente continua |
| FEUP | Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto |
| GA | <i>Genetic Algorithm</i> |
| HID | <i>High Intensity Discharge</i> |
| MH | <i>Metal Halide</i> |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| SAE | <i>Society of Automotive Engineers</i> |
| VEDILIS | <i>Vehicle Discharge Light System</i> |

Lista de símbolos

| | |
|----------|-----------------------------------|
| A | Ampere |
| D | Ciclo activo ou <i>duty-cycle</i> |
| dB | Decibel |
| F | Farad |
| f_c | Frequência de travessia |
| H | Henry |
| Hz | Hertz |
| I | Iodo |
| I_o | Corrente de saída |
| K | Kelvin |
| Lm | Lúmen |
| Na | Sódio |
| ° | Grau |
| rad | Radianos |
| s | Segundo |
| Sc | Escândio |
| V | Volt |
| V_{in} | Tensão de entrada |
| V_o | Tensão de saída |
| W | Watt |
| Xe | Xénon |

| | |
|-------------|---------------------------------|
| ζ | Coeficiente de amortecimento |
| τ | Constante de tempo |
| φ_m | Margem de fase |
| ω | Frequência angular |
| Ω | Ohm |
| ω_c | Frequência angular de travessia |

Capítulo 1

Introdução

1.1 - As lâmpadas eléctricas

Desde os primórdios da humanidade que o Homem constrói meios para poder ver e ser visto quando não existe ou não está disponível a luz solar. Desde a utilização do fogo, como meio de iluminação, até às mais recentes lâmpadas de alta intensidade de descarga HID (High Intensity Discharge), uma grande evolução foi feita, tendo-se criado vários tipos de lâmpadas.

As lâmpadas eléctricas são utilizadas há mais de cem anos, isto é válido não só para lâmpadas incandescentes, que são ainda largamente utilizadas, mas também para as lâmpadas de descarga, estas porém tiveram pouco sucesso, uma vez que os eléctrodos em carbono entre os quais ocorria a descarga tinham de ser substituídos regularmente, o que se revelou muito dispendioso na altura. Foram precisos cerca de cinquenta anos após a introdução das lâmpadas incandescentes, para as lâmpadas de descarga demonstrarem a sua utilidade prática.

A questão que agora se põe relativamente a técnicas de iluminação, não é como, mas sim com o quê. A oferta de vários tipos de lâmpadas faz com que o utilizador se preocupe mais com questões financeiras ou gostos pessoais.

Muito embora haja vários factores que podem condicionar a opção por determinado tipo de lâmpada, um dos mais importantes é, sem dúvida, a sua eficiência luminosa. Esta eficiência é expressa em lúmen/Watt (lm/W), e dá-nos a relação entre o fluxo luminoso e a potência eléctrica consumida, em cada tipo de fonte de iluminação. Neste contexto, uma lâmpada é tanto mais eficiente, quanto maior for o fluxo luminoso emitido, para a mesma energia eléctrica absorvida.

A análise à Tabela 1.1 permite, desde logo, tirar algumas conclusões, relativamente às vantagens e desvantagens de cada tipo de lâmpada.

A iluminação do tipo incandescente, quer convencional (standard), quer de halogéneo, deverá ser evitada, sempre que possível, pois a par duma vida relativamente curta, é a que apresenta menores eficiências luminosas, conduzindo por isso, aos maiores consumos de energia eléctrica.

As lâmpadas fluorescentes apresentam características de bom nível, conseguindo aliar uma vida longa, com uma eficiência luminosa bastante elevada; acrescem ainda como

vantagens, o seu tempo de reacendimento curto e um bom índice de restituição de cor, parâmetro que caracteriza a aptidão das lâmpadas para não alterar a cor dos objectos que iluminam.

Tabela 1.1 - Comparação das características dos diversos tipos de lâmpadas [1].

| Tipo de lâmpada | Potencia (W) | Eficiência luminosa (lm\W) | Tempo médio de vida (horas) |
|---|--------------------------------------|--------------------------------|-----------------------------|
| Incandescentes: -standard -halogéneo | 40 a 1000 150 a 2000 | 10 a 20 21 a 25 | 1000 2000 |
| Florescentes tubulares | 6 a 65 | 50 a 95 | 7000 |
| Florescentes compactas: -integrais -modulares | 9 a 25 5 a 16 | 36 a 50 60 a 80 | 8000 8000 |
| Sódio baixa pressão | 18 a 180 | 100 a 200 | 6000 |
| HID: -sódio -mercúrio -iodetos metálicos | 50 a 1000 50 a 1000 400 a 2000 | 70 a 125 40 a 60 80 a 90 | 6000 8000 4000 a 6000 |

Dentro das restantes lâmpadas de descarga, as mais utilizadas para iluminação industrial eram habitualmente, as lâmpadas de vapor de mercúrio que, no entanto, têm vindo a ser progressivamente substituídas por outras mais eficientes. Efectivamente, as lâmpadas de vapor de mercúrio embora sejam das que registam uma vida mais longa (8 000 h), apresentam valores de eficiência luminosa inferiores ao das lâmpadas de vapor de sódio e dos iodetos metálicos. Assim, nas situações de iluminação geral de recintos de altura elevada, e em que a restituição de cor não seja muito importante, a solução mais eficaz, são as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, pois apresentam uma eficiência luminosa das mais elevadas, embora com um índice de restituição de cor relativamente baixo. Nos casos em que este último parâmetro seja determinante, a alternativa serão os iodetos metálicos, pois aliam uma eficiência luminosa elevada, com um excelente índice de restituição de cor.

As lâmpadas com melhor eficiência luminosa são as de vapor de sódio de baixa pressão, no entanto, a sua aplicabilidade limita-se à iluminação exterior ou à iluminação de segurança, pois o seu índice de restituição de cor é praticamente nulo.

As lâmpadas HID, devido às suas excelentes propriedades face às outras lâmpadas, permitem a estas alcançar um vasto mercado no que diz respeito à iluminação. De facto nos últimos anos as lâmpadas de descarga têm sido cada vez mais utilizadas em todo o tipo de iluminação.

A principal diferença destas lâmpadas, é o facto de não necessitarem de um filamento para emitir luz, esta característica faz com que para a mesma quantidade de luz, produza muito menos calor em comparação com uma lâmpada de incandescência, o que as torna extremamente eficientes.

Actualmente em qualquer sítio se encontra lâmpadas de descarga, por exemplo em edifícios, escritórios, fábricas, armazéns, encontramos milhares de lâmpadas fluorescentes, que são geralmente classificadas como lâmpadas de descarga de baixa pressão, mas existe uma vasta gama de lâmpadas de alta intensidade de descarga, normalmente designadas por lâmpadas HID, ou seja, no seu interior existe um gás a alta pressão. De acordo com a composição do gás, as lâmpadas HID normalmente são classificadas em três tipos:

- Lâmpadas de alta pressão de mercúrio, foram as primeiras lâmpadas HID construídas e emitem uma cor verde azulada;
- Lâmpadas de alta pressão de sódio, largamente utilizadas na iluminação de grandes espaços fechados, emitem uma cor rosa âmbar;
- Lâmpadas de haletos ou halogenetos metálicos¹ MH (Metal Halide), são as lâmpadas mais recentes e as que estão a ser mais utilizadas, devido à capacidade de emitir uma cor branca intensa, muito semelhante à luz do dia.

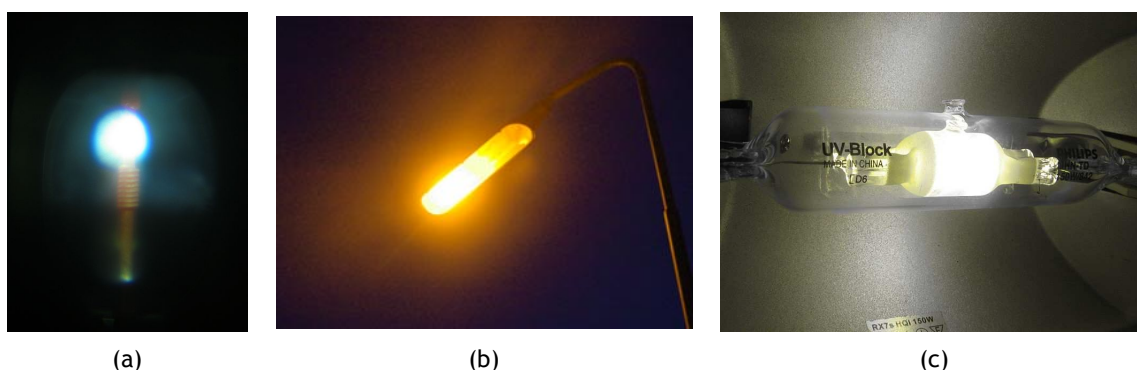


Figura 1.1 - Tipo de lâmpadas HID; (a) lâmpada de mercúrio, (b) lâmpada sódio e (c) lâmpada MH.

A principal desvantagem que as lâmpadas HID têm deve-se ao facto de só fornecem toda a sua capacidade luminosa quando estão quentes, ou seja, uma HID que esteja fria, quando é ligada, a sua luz emitida aumenta conforme a temperatura e pressão do gás aumenta, até atingir o ponto de equilíbrio, portanto, não são indicadas para situações onde exija uma iluminação instantânea.

Uma outra desvantagem destas lâmpadas deve-se a todas utilizarem no seu gás mercúrio, que como se sabe, é um perigoso tóxico ambiental. As lâmpadas do tipo MH-HID já só usam uma pequena porção de mercúrio como um *buffer* para o gás, de modo a ajustar uma boa tensão entre os eléctrodos. Por exemplo, a simples eliminação do mercúrio numa lâmpada HID de automóvel, com uma potência de 35W, faz com que a tensão da lâmpada desça de 90V para menos de 30V, fazendo com que o valor da corrente aumente três vezes [2].

Além dos aspectos ambientais [3] e [4], e de questões legislativas, por exemplo, a directiva do Parlamento Europeu relativamente ao fim de vida dos veículos [5] a não utilização do mercúrio em lâmpadas HID para iluminação automóvel, é alvo de grandes estudos por parte da indústria automobilística e de iluminação. Por exemplo, a Philips foi o primeiro fornecedor das chamadas *mercury-free metal halide HID* [6] as tão famosas lâmpadas de xénon, tendo produzido em 2006 três milhões destas lâmpadas.

Nas lâmpadas de xénon, Xe MH-HID, o mercúrio foi substituído por iodeto de zinco, ZnI_2 . Esta mudança implicou a alteração da geometria do tubo de descarga da lâmpada de forma a obter-se resultados semelhantes [2]. A radiação destas lâmpadas deve-se principalmente à excitação dos últimos níveis de energia dos metais Na e Sc (sódio e escândio). Estes metais, através da adição de sais, são transformados em halogenetos NaI e ScI_3 (iodeto de sódio e iodeto de escândio), de modo a proteger o invólucro em quartzo da corrosão, e aumentar as

¹ halogenetos metálicos: (derivam do nome grego *halos* - sal) são compostos binários onde uma parte são átomos de halogéneo (elementos do grupo 17 da tabela periódica) e a outra parte são elementos que são menos electronegativos que o halogéneo. Neste caso os elementos são metais (grupo 1 e 2 da tabela periódica)

pressões parciais do Na e Sc no estado gasoso. O xénon é usado como gás de arranque, uma vez que mesmo a frio, está a uma pressão inicial muito elevada, permitindo assim que a lâmpada atinja o seu estado estacionário rapidamente.

Devido à sua rápida produção de luz, as lâmpadas de xénon MH-HID são as mais indicadas para a utilização em iluminação automóvel.

1.2 - Lâmpadas HID em automóveis

Actualmente, existe a preocupação por parte dos fabricantes de automóveis, em substituir as lâmpadas de halogéneo usadas nos faróis dos carros pelas recentes lâmpadas *metal halide* HID de baixa potência. Em comparação com os faróis de halogéneo convencionais, estas lâmpadas MH-HID oferecem quatro vezes mais eficiência luminosa, tem um tempo de vida três vezes mais longo e proporcionam uma cor muito semelhante à luz do sol. Estes desempenhos superiores rapidamente se tornaram populares principalmente em carros de gamas mais altas.

No entanto, estas lâmpadas têm características especiais, uma vez que não possuem um filamento, para acenderem precisam de um circuito auxiliar que seja capaz de criar um arco eléctrico entre os eléctrodos da lâmpada e o mantenha, normalmente este circuito é designado de balastro. Este circuito pode ser mais ou menos complexo depende do tipo de lâmpada. No caso das lâmpadas fluorescentes o balastro pode ser uma simples bobine que armazena energia para posteriormente criar uma descarga na lâmpada. Para as lâmpadas de alta pressão o balastro torna-se mais complexo contendo alguma electrónica tanto de sinal como de potência, sendo designados estes de balastros electrónicos.

A utilização de lâmpadas HID em automóveis requer obrigatoriamente a utilização de um balastro electrónico, uma vez que tipicamente uma HID de 35W requer um impulso de alta tensão de 2kV para um arranque a frio e 25kV a quente. Uma vez que as baterias utilizadas nos automóveis ligeiros fornecem 12V, facilmente se deduz que será necessário um conversor DC-DC de modo a elevar a tensão. É necessário também um apertado controlo deste conversor, para levar a lâmpada rapidamente do seu estado transitório para o estado estacionário, onde aí a lâmpada fornece a máxima luminosidade. Um outro obstáculo deve-se ao facto de estas lâmpadas necessitarem de alimentação alternada, sendo necessário um outro conversor DC-AC.

Outro aspecto interessante a ter em consideração deve-se ao facto de o automobilista não estar há espera que as lâmpadas aqueçam para prosseguir viagem, é da responsabilidade do fabricante, garantir que a luz emitida no momento inicial satisfaz os requisitos de segurança.

Como a luz emitida por estas lâmpadas é muito intensa, o Fórum Mundial para a Harmonização da Regulamentação sobre Veículos, que é um grupo de trabalho da Comissão Económica das Nações Unidas para a Europa (UNECE ou ECE) [7], exige que os faróis onde estas lâmpadas sejam aplicadas, possuam limpeza das lentes dos faróis e nivelamento automático da óptica independentemente da carga, a fim de evitar o encadeamento [8], [9] e [10].

É devido a estas características e exigências especiais que a utilização de lâmpadas HID é mais visível em automóveis topo de gama.

Assim, a necessidade de um sistema electrónico associado à lâmpada HID foi a motivação principal que conduziu à elaboração deste trabalho.

1.3 - Estado da arte

Devido ao crescente uso das lâmpadas HID nas mais variadas aplicações, vários são os meios adoptados pelos fabricantes de balastros electrónicos, para obter o melhor resultado final na aplicação específica para o qual são desenhados. Devido a isto, existem numerosos circuitos capazes de acender uma lâmpada HID, dependendo cada um deles do local, das condições e da função onde a lâmpada é inserida.

Por exemplo, a Philips desenvolveu lâmpadas HID e o seu respectivo sistema de alimentação para todo o tipo de automóveis e garante que as suas lâmpadas, em comparação com as de halógeno, são capazes de fornecer o triplo da luz e consumir metade da energia, o seu tempo de vida é sete vezes superior e são capazes de produzir luz imediatamente após serem ligadas [11]. Já a Hella tem uma vertente de lâmpadas HID direccionada para os barcos, onde garante que as suas lâmpadas fornecem duas vezes e meia mais luz e duram cinco vezes mais comparadas com as tradicionais lâmpadas de halógeno, os seus balastros suportam variações de tensão na entrada na ordem dos 10% garantindo uma potência constante na lâmpada [12]. A XeVision produz sistemas de iluminação HID para aviação, comboios e fins militares, oferecem uma garantia dos seus produtos para 3000 horas de utilização [13].

Verifica-se que o sucesso das lâmpadas HID é enorme pois a sua utilização está presente nos mais variados meios de transportes, existindo assim uma grande variedade de oferta de produtos HID, indicados para as mais variadas aplicações.

Mas não é só nos transportes que se verifica uma crescente utilização deste tipo de lâmpadas, a sua utilização em iluminação doméstica e principalmente pública é alvo de constantes melhoramentos tecnológicos, para que seja possível a sua utilização em todos os tipos de iluminação. A Intral desenvolveu balastros electrónicos capazes de corrigir o factor de potência, tem incluído o circuito de ignição, detectam o fim de vida da lâmpada, permitem o controlo do fluxo luminoso e evitam o fenómeno de ressonância acústica, conseguindo ainda assim serem mais leves e de menores dimensões comparados com os convencionais balastros electromagnéticos [14]. Tal como a Intral, a OSRAM SYLVANIA oferece acessórios HID para aplicações domésticas permitindo assim desfrutar de todas as vantagens das lâmpadas HID no interior das casas [15].

Pode-se concluir que a utilização das lâmpadas HID tem tendência a aumentar em todos os campos da iluminação, pois todos os fabricantes de sistemas de iluminação estão a apostar fortemente no seu desenvolvimento e produção, devendo-se este facto não só à sua excelente capacidade de produzir de luz, mas principalmente pelas suas características económicas.

1.4 - Objectivos do trabalho

Do exposto, este trabalho centra-se no desenvolvimento de um sistema para alimentação de lâmpadas HID usadas em iluminação automóvel. Os seus principais objectivos são:

- I- Estudo e implementação de um modelo capaz de simular o comportamento de uma lâmpada HID nas várias fases do seu funcionamento.
- II- Análise de uma tipologia de um balastro electrónico para uma lâmpada HID.

- III- Projecto e simulação de um circuito de ignição que possibilite acender uma lâmpada HID.
- IV- Escolha, estudo e desenvolvimento, de um conversor DC-DC capaz de alimentar a lâmpada HID.
- V- Determinação e validação dos circuitos e dos modelos de média e linearização da média do conversor *flyback*.
- VI- Cálculo e simulação da função de transferência em tensão e corrente do conversor *flyback*.
- VII- Análise de uma malha de realimentação indicada para o conversor *flyback*, e estudo da sua estabilidade.
- VIII- Estudo e projecto de um compensador capaz de tornar o sistema em malha fechada estável.
- IX- Simulação do conversor *flyback* com a malha de realimentação determinada, e análise da sua resposta a variações de carga.
- X- Implementação e simulação de todo o sistema desenvolvido.

1.5 - Estrutura do trabalho

Assim, este documento apresenta os diferentes passos efectuados para a realização de um sistema de alimentação de lâmpadas HID, para iluminação automóvel, e está dividido em sete capítulos.

Para além deste Capítulo 1, que expõe os objectivos e estrutura do trabalho, uma breve introdução aos vários tipos de lâmpadas e as vantagens, desvantagens, e requisitos de utilização, das lâmpadas HID utilizadas em iluminação automóvel, bem como uma referência ao actual estado da arte das lâmpadas HID, o Capítulo 2, apresenta um estudo da lâmpada HID, a sua modelação matemática, e a implementação de um modelo capaz de simular o comportamento da lâmpada HID nos simuladores PSIM e MATLAB/Simulink. O modelo da lâmpada é testado nos respectivos simuladores e são registados os resultados obtidos.

O Capítulo 3 efectua uma análise a toda a tipologia do balastro electrónico, assim como ao seu funcionamento em cada fase da lâmpada. É também estudado e implementado um ramo de *take-over*, para ajudar a sustentação do arco eléctrico da lâmpada nos instantes iniciais.

O trabalho prossegue, no Capítulo 4, com o estudo, implementação, e simulação, de um circuito de ignição capaz de acender a lâmpada HID em qualquer situação.

No Capítulo 5 apresenta-se um estudo do conversor DC-DC mais adequado para este sistema de alimentação, obtendo-se como resultado o conversor *flyback*. As características do conversor *flyback* são seguidamente analisadas e é feita uma modelação deste em espaço de estados. A validade dos modelos encontrados é testada com recurso a simulações no PSIM e Simulink.

Uma vez no Capítulo 6, é feita uma análise à malha de realimentação e aos vários tipos de controladores, sendo implementado e testado um controlador apropriado ao conversor *flyback* capaz de conduzir a lâmpada correctamente por todas as fases do seu funcionamento.

A tese termina, no Capítulo 7, com as conclusões e perspectivas de trabalho futuro.

Capítulo 2

Lâmpada HID

2.1 - Introdução

Este capítulo apresenta as características, aspectos ligados à ressonância acústica, tempo de vida, modelo e implementação de uma lâmpada HID.

O capítulo inicia com a apresentação das características da lâmpada assim como as suas diferentes fases de funcionamento. Prossegue com uma análise à ressonância acústica, gama de frequências onde esta ocorre, as suas consequências e formas de a evitar. Segue-se com uma referência ao fim de vida das lâmpadas HID, o motivo porque ocorre e as suas consequências.

Seguidamente é feito um estudo das equações que modelam uma lâmpada HID de mercúrio e *metal halide*, e posteriormente é implementado o seu modelo nos simuladores PSIM e Simulink.

Este capítulo termina com o registo dos resultados obtidos nas simulações e as conclusões retiradas sobre o modelo implementado.

2.2 - Características

Como foi visto no Capítulo 1, devido às propriedades atraentes das lâmpadas MH-HID, cada vez é dada mais importância a estas lâmpadas. No entanto, devido à sua geometria diferente e às propriedades dos materiais, as lâmpadas MH-HID têm as suas próprias características especiais de arranque. A Figura 2.1 mostra a curva característica da tensão e corrente da lâmpada dividida em seis fases de funcionamento: *turn-on*, *ignition*, *take-over*, *warm-up*, *run-up* e *steady state* [16] e [17]. Como veremos mais à frente, o circuito de alimentação da lâmpada terá de seguir essas curvas, para garantir um bom funcionamento e uma rápida estabilização da luz dentro dos parâmetros de segurança.

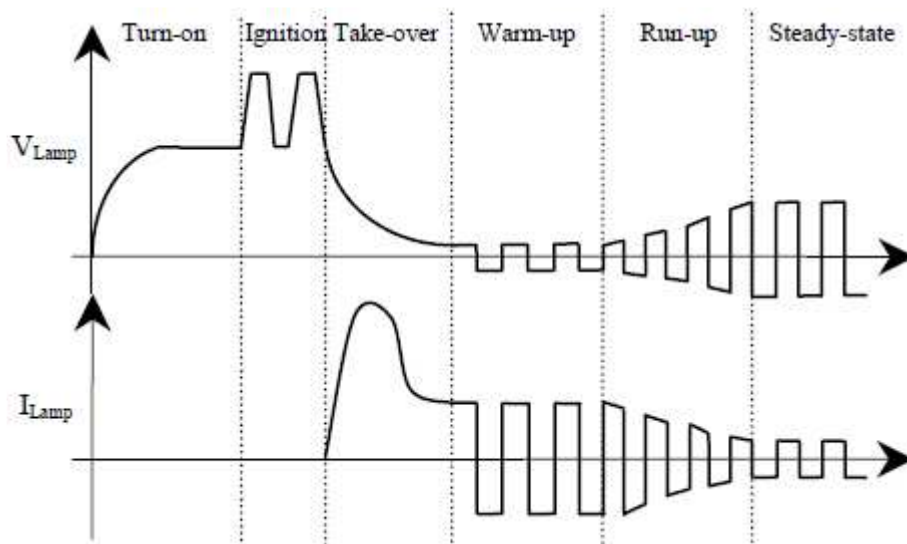


Figura 2.1 - Curva característica da tensão e corrente de uma lâmpada HID nas seis fases de funcionamento [17].

2.3 - Ressonância acústica

As lâmpadas de descarga devem ser alimentadas com corrente alternada para garantir que cada eléctrodo da lâmpada é consumido de forma igual. Uma das grandes limitações das lâmpadas HID, é o seu funcionamento a frequências mais elevadas do que alguns kHz, sofrer o efeito de ressonância acústica, o que provoca instabilidade no arco eléctrico, cintilação, a extinção do arco, e até mesmo a destruição da lâmpada. O fenómeno de ressonância acústica depende da geometria, da temperatura e pressão do gás no interior da lâmpada. A gama de frequências da ressonância acústica para lâmpadas HID situa-se entre 10kHz e 1MHz [18]. Várias pesquisas propõem um funcionamento a frequências muito elevadas onde não existe ressonância acústica [19], [20], [21], [22] e [23]. No entanto, esta opção é pouco eficiente devido a problemas de interferências electromagnéticas e grandes perdas de comutação difíceis de eliminar.

Poder-se-ia então concluir que a frequência deveria ser o mais baixo possível, contudo os fabricantes recomendam que deve ser superior a 250Hz para garantir a anulação de qualquer efeito de cintilação.

Por estas razões, utiliza-se normalmente na fase *steady state*, uma onda quadrada de 400Hz para evitar o problema da ressonância acústica.

2.4 - Fim de vida de uma lâmpada HID

O fim de vida de uma lâmpada HID deve-se à deterioração dos seus eléctrodos. Os eléctrodos são revestidos com materiais que produzem uma grande emissão de electrões. Esse revestimento, quando se deteriora, faz com que a potência no eléctrodo aumente rapidamente, de modo a fornecer a mesma quantidade de electrões. Este aumento de potência implica um aumento da temperatura e da pressão do gás, levando a um aumento da tensão dos eléctrodos para manter a descarga. Essa tensão pode chegar a um valor tão elevado que o balastro não tem capacidade de a fornecer. Quando a lâmpada necessita de

uma tensão maior do que o balastro consegue fornecer, o arco eléctrico falha e a lâmpada apaga-se. Uma vez apagada, a temperatura no seu interior diminui e a pressão do gás desce, até ao ponto onde o balastro já acende a lâmpada de novo. Este efeito faz com que as lâmpadas HID quando estão no fim de vida acendam e apaguem repetidamente. Os balastros mais recentes já detectam este comportamento e desistem de tentar acender a lâmpada após algumas re-ignições. Caso a alimentação seja retirada e aplicada novamente, o balastro irá fazer uma nova série de tentativas de inicialização.

2.5 - Modelo físico da lâmpada

A utilização de lâmpadas do tipo HID em iluminação está a ser alvo de grande interesse e dedicação, contudo, a construção de modelos que simulem correctamente o seu funcionamento não é tarefa fácil. De facto, as lâmpadas HID são dispositivos extremamente complexos, que tem muitas variáveis e parâmetros que necessitam ser determinados para uma performance óptima. De um ponto de vista da física dos plasmas, um modelo completo deve incluir todos os processos físicos e espécies químicas. Assim, o modelo deverá envolver em simultâneo as soluções das equações do equilíbrio químico da composição do plasma, as equações do transporte por radiação, e as equações do balanço energético. A composição química da equação deve considerar o transporte molecular, radical livre, e espécies atómicas por convecção e por difusão. Sem dúvida, este tipo de modelo é útil para um fabricante de lâmpadas para otimizar os seus produtos na altura da concepção. No entanto, para o projecto de um controlador para a lâmpada, o mais interessante na característica de uma lâmpada é a sua característica terminal como uma carga eléctrica. Este modelo deve ser simples e de fácil utilização, mas também deve fornecer importantes parâmetros físicos da lâmpada numa ampla gama de frequências de funcionamento.

Actualmente, existem já vários modelos implementados [24], [25], [26], [27], [28] e [29], mas tornam-se pouco práticos pois requerem muitos parâmetros das lâmpadas, tais como a mistura do gás, pressões parciais, níveis de energia, concentrações de átomos etc. que são difíceis de obter. Neste projecto, é proposto um modelo que é ajustado para uma vasta gama de frequências. A característica principal do modelo proposto, é a de que os parâmetros podem ser facilmente obtidos a partir de medições simples de baixa frequência, sem a necessidade dos dados, por vezes confidenciais, dos fabricantes, ou parâmetros das lâmpadas que não possam ser obtidos facilmente.

Este modelo é baseado nos processos físicos que ocorrem no interior de uma lâmpada HID de mercúrio, uma vez que, o mercúrio representa a base para o sistema de lâmpadas de descarga de alta pressão. O mesmo modelo pode fornecer as características V-I das lâmpadas de halogenetos metálicos (MH) com precisão. Assim, prevê-se que as técnicas aqui apresentadas podem ser aplicadas a outros tipos de lâmpadas HID.

A característica de uma descarga no interior de uma lâmpada de descarga de alta pressão pode ser definida pelas equações (2.1) - (2.5) [30]. A utilização destas equações implica que se considere que existe equilíbrio térmico, e que a lâmpada é utilizada na vertical. Utilizando o conceito de temperatura efectiva, a descarga actual é substituída por uma fictícia, uma com temperatura constante de T_{eff} para $r < BR$ (onde B é uma constante arbitrária e R é o raio do tubo da lâmpada), e uma temperatura baixa quando $r > BR$, de modo que, a actual densidade e intensidade de radiação sejam insignificantes nesta zona exterior. Todas as

características físicas consideram-se como sendo constantes em cada zona. O estado de instabilidade da descarga causada pela ressonância acústica das altas-frequências não é considerado neste modelo.

A primeira equação é a do balanço energético no interior da coluna de descarga. O aumento da temperatura no interior da lâmpada é igual à potência de entrada menos as perdas por condução térmica e as perdas por radiação:

$$\frac{dT}{dt} = a_1 (P_{in} - P_{con} - P_{rad}) \quad (2.1)$$

onde $P_{in}=i^2R$ é a potência aplicada à lâmpada (i a corrente na lâmpada e R a resistência da lâmpada), P_{con} são as perdas por condução térmica, P_{rad} são as perdas por radiação e a_1 é uma constante ajustável do modelo.

A segunda equação que representa as perdas por radiação, é baseada na fórmula de Boltzmann:

$$P_{rad} = a_2 \exp(-ea_3 / kT) \quad (2.2)$$

onde e é a carga de um electrão, k a constante de Boltzmann, T a temperatura do gás, a_2 e a_3 são constantes ajustáveis do modelo.

A terceira equação representa as perdas térmicas por condução:

$$P_{con} = a_4 (T - T_0) \quad (2.3)$$

onde a_4 é uma constante ajustável do modelo e T_0 a temperatura do arco na parede do tubo, que se assume que o seu valor é 1000k.

A quarta equação é a equação da resistência da lâmpada:

$$R = \frac{L}{\int \sigma_e(T) dA} = a_5 T^{-3/4} \exp(ea_6 / 2kT) \quad (2.4)$$

onde L é o comprimento do arco, A a área da secção transversal do arco, $\sigma_e(T)$ a condutividade eléctrica do arco, e a_5 e a_6 são constantes ajustáveis do modelo.

A quinta equação é uma equação semi-empírica da queda de tensão nos eléctrodos. Foi demonstrado em [31] que o modelo de uma lâmpada só com equações dos processos energéticos, não prevê o efeito histerético das características V-I na lâmpada para uma gama de altas-frequências. A forma de resolver o problema é incluir a queda de tensão dos eléctrodos no circuito da lâmpada. Por convenção, aceita-se que a queda de tensão nos eléctrodos deve ser um valor constante que está na mesma ordem de grandeza do potencial de ionização de um médio gás. Mas se utilizar uma tensão constante para queda de tensão, o modelo continua sem prever o efeito histerético. Resultados experimentais [32] demonstram que a queda de tensão nos eléctrodos tem uma forte dependência do tempo em condições de funcionamento ac. Uma vez que um modelo numérico adequado para a dinâmica da queda de tensão nos eléctrodos ainda não está disponível até ao momento, para uma fácil implementação e rápida computação, o desenvolvimento da equação para a queda de tensão

nos eléctrodos manteve-se até hoje empírica e evoluiu a partir da observação experimental das curvas V-I. A equação simula meio ciclo da queda tensão dinâmica nos eléctrodos em funcionamento ac:

$$V_{ele} = Ae^{-Bt} \sin(2C\pi ft) + Dt \quad (2.5)$$

onde A , B , C , D são constantes ajustáveis do modelo e f é a frequência de funcionamento.

Uma vez que o valor do potencial de ionização para o mercúrio é de cerca de 10 V, a média da queda de tensão nos eléctrodos, V_{ele} , presume-se que tenham o mesmo valor. No entanto, é importante referir que esta queda de tensão nos eléctrodos não é constante e deve seguir a forma de onda dentro de um ciclo de acordo com (2.5). Com a condição de que o valor médio de V_{ele} é de 10V, a forma de onda de V_{ele} pode ser determinada pela escolha adequada do valor das constantes. Para 50Hz, 52kHz, e 400kHz, os valores das constantes de (2.5) podem ser obtidos por métodos numéricos. Os valores da Tabela 2.1 foram obtidos utilizando a *numerical toolbox* do Matlab. Uma discussão mais detalhada sobre o modo de determinar o valor de V_{ele} pode ser encontrada em [33].

Tabela 2.1 - Valor das constantes para diferentes frequências [30].

| | Lâmpada HID mercúrio | | | Lâmpada HID-MH | | |
|---|----------------------|--------|---------|----------------|---------|----------|
| | 50Hz | 52kHz | 400kHz | 50Hz | 52kHz | 400kHz |
| A | 70 | 70 | 70 | 200 | 200 | 200 |
| B | 1500 | 400000 | 3500000 | 3110 | 2101890 | 16161090 |
| C | 6 | 1 | 1 | 6 | 1 | 1 |
| D | 1000 | 250000 | 2000000 | 1000 | 250000 | 2000000 |

Da tabela, podemos ver que B, C e D são funções da frequência. Entre eles, B e D são funções lineares da frequência de funcionamento. A partir de uma regressão linear simples obtém-se:

Lâmpada HID mercúrio

A=70;

B=8.3f + 1090;

C=6 quando f=50Hz, ou C=1;

D=4.8f + 761;

Lâmpada HID-MH

A=200;

B=40.4f + 1090;

C=6 quando f=50Hz, ou C=1;

D=4.8f + 761;

Com base nestes parâmetros, implementou-se a equação (2.5) em dois programas de simulação distintos, PSIM e Simulink.

A forma de onda de V_{ele} para um funcionamento a baixas-frequências (400Hz) e altas-frequências (400kHz) é mostrado na Figura 2.2 e Figura 2.3. Como esperado, V_{ele} não é uma constante, embora o seu valor médio, pressupõe-se 10V no caso das lâmpadas de mercúrio e 4V nas lâmpadas MH.

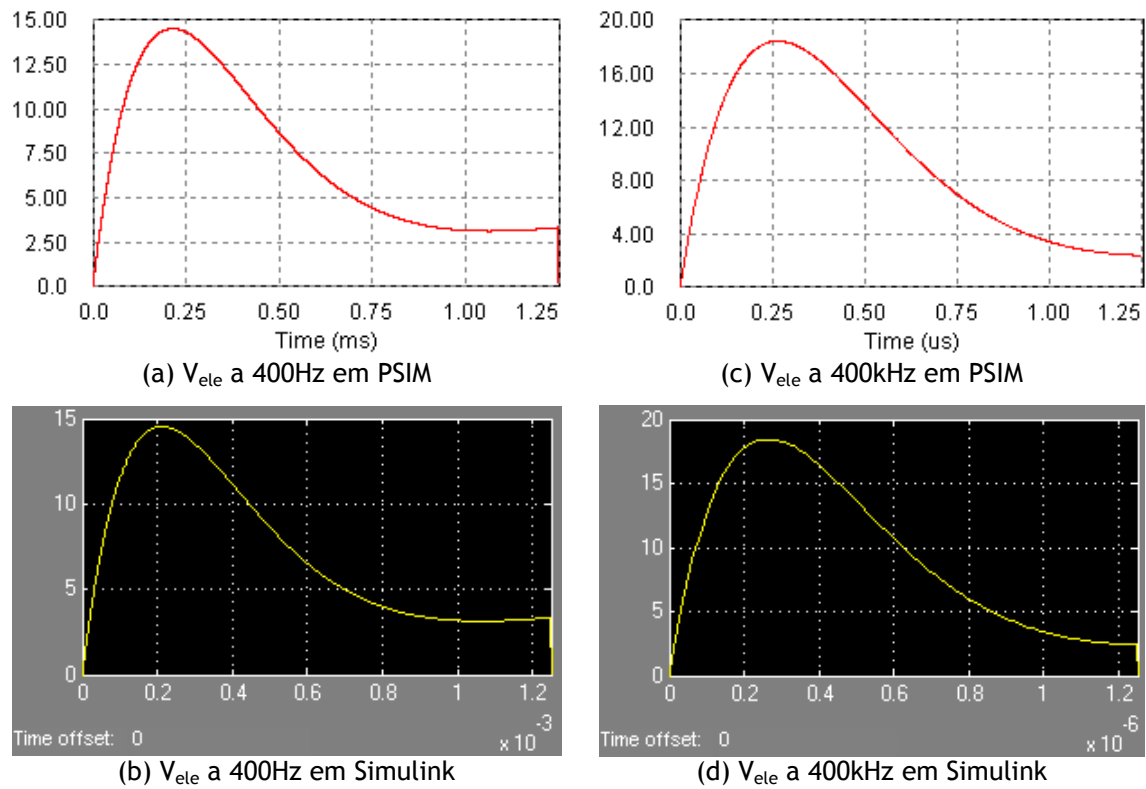


Figura 2.2 - Formas de onda da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos (V) para diferentes frequências de funcionamento, e em diferentes simuladores, para uma lâmpada HID de mercúrio.

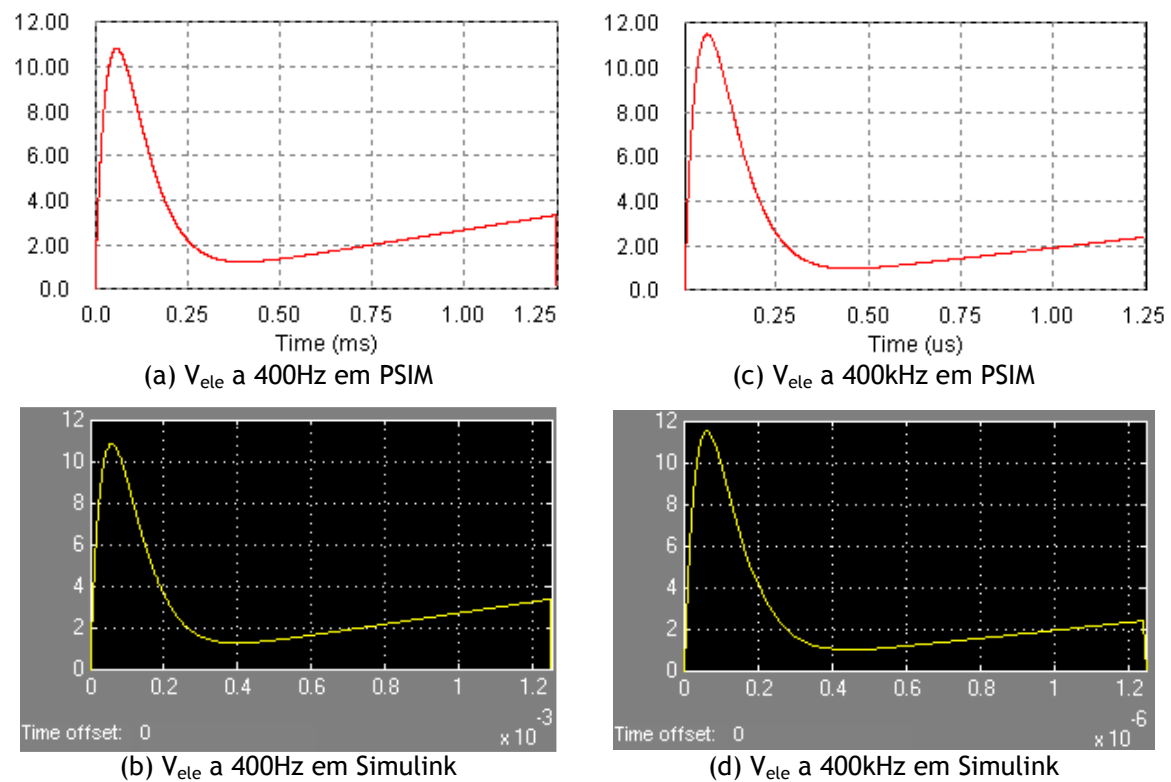


Figura 2.3 - Formas de onda da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos (V) para diferentes frequências de funcionamento, e em diferentes simuladores, para uma lâmpada HID-MH.

Após estes testes, verifica-se que os resultados obtidos nos diferentes simuladores são muito idênticos, garantindo desta forma a correcta implementação desta função.

As relações entre tensão da lâmpada, corrente da lâmpada, perdas por condução e por radiação foram determinadas por um conjunto de seis constantes que podem ser decididas pelo algoritmo genético (GA). Por isso, os modelos podem ser utilizados para descrever as características V-I das lâmpadas HID numa ampla faixa de frequências.

2.5.1 - Método GA

Uma vez que as equações (2.1) a (2.4) incluem seis constantes ajustáveis, um método especial de pesquisa deve ser utilizado para determinar os valores dessas constantes adequadamente, de modo a obter um par de valores da corrente e tensão que possam representar os verdadeiros valores nos terminais da lâmpada. Matematicamente, a função objectivo pode ser expressa como um problema óptimo da seguinte forma:

$$J(a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6) = \min \left[\sum (V_i - V_i^*)^2 + \sum (I_i - I_i^*)^2 \right] \quad (2.6)$$

$$a = (a_1, \dots, a_6) \in S$$

onde V_i e I_i estão a simular os valores da tensão e corrente, V_i^* e I_i^* são as amostras da tensão e corrente medidas no mesmo instante de tempo de V_i e I_i , e S é o potencial espaço da solução. O conjunto de (a_1, \dots, a_6) deve ser pesquisado num espaço de potenciais soluções, de modo a que o lado direito da equação (2.6) seja minimizado. Os valores experimentais amostrados V_i^* e I_i^* são os dados obtidos num ensaio a 50 Hz. Em termos matemáticos, as entradas e saídas das equações do modelo são conhecidos a partir de medições e as incógnitas são apenas os coeficientes ou constantes do modelo da lâmpada.

O método Genetic Algorithm (GA) foi adoptado como ferramenta para a determinação destas seis constantes. A estrutura do programa GA é o mesmo que a estrutura geral de qualquer programa GA, como mostrado a seguir:

Procedure: GA program

```
begin
y ← 0
initialize P(y);
evaluate P(y);
while (not termination condition) do alter (crossover and mutation)
P(y) to yield C(y);
evaluate C(y);
keep the best chromosome in the process;
select P(y + 1) from P(y) and C(y);
y ← y + 1
end
report the best value found during the whole process;
end.
```

Para uma explicação mais detalhada de todo o método GA consultar [30], [31] e [33]. Os dados experimentais utilizados no método GA foram obtidos a 50Hz em corrente alternada

utilizando uma lâmpada HID de mercúrio 50W Philips (HPL-N), e uma lâmpada HID-MH 35W Philips (CDM-T MH). As seis constantes obtidas são apresentadas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Valor das constantes ajustáveis do modelo [30].

| | a_1 | a_2 | a_3 | a_4 | a_5 | a_6 |
|---------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| HID de mercúrio 50W | 19948.62 | 8490.198 | 1.910398 | 0.001333 | 739.9454 | 3.343375 |
| HID-MH 35W | 34827.66 | 12804.93 | 1.614800 | 0.001000 | 33.34000 | 4.099000 |

2.6 - Implementação do modelo

Foram utilizados dois programas de simulação para implementar o modelo da lâmpada HID, o PSIM Pro e o Matlab Simulink. As constantes utilizadas no modelo foram as indicadas para a lâmpada HID-MH, uma vez que é o tipo de lâmpada usada na iluminação automóvel.

2.6.1 - Implementação em Simulink

A implementação do modelo em simulink foi feita utilizando blocos separados simulando cada uma equação, a Figura 2.4 mostra a posterior conexão entre os respectivos blocos tornando assim possível a simulação do modelo completo da lâmpada.

Na Figura 2.5 pode-se observar o esquema respectivo à equação (2.1), a utilização de um integral é necessário para se obter o valor instantâneo da temperatura, tem como entradas o valor da corrente nos terminais da lâmpada (I), a resistência da lâmpada (R), as perdas radiadas ($Prad$) e as perdas por condução térmica ($Pcon$). Na Figura 2.6, Figura 2.7 e Figura 2.8 está representado o esquema da equação (2.2), (2.3) e (2.4) respectivamente, estas três equações tem como entrada unicamente o valor instantâneo da temperatura (T). A Figura 2.9 contém o esquema da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos, uma vez que a equação (2.5) só simula meio ciclo de onda da queda de tensão, é necessário criar uma onda em dente de serra (Figura 2.10) onde, a amplitude seja igual ao período, e o período seja igual a meio ciclo de onda da corrente aos terminais da lâmpada, para gerar formas de onda repetidas ao longo do tempo.

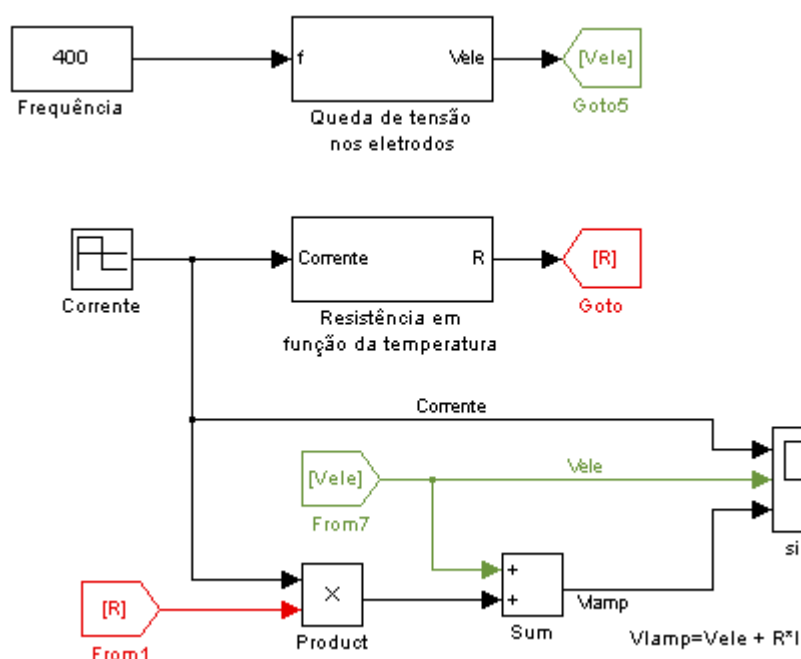


Figura 2.4 - Circuito em Simulink do modelo final.

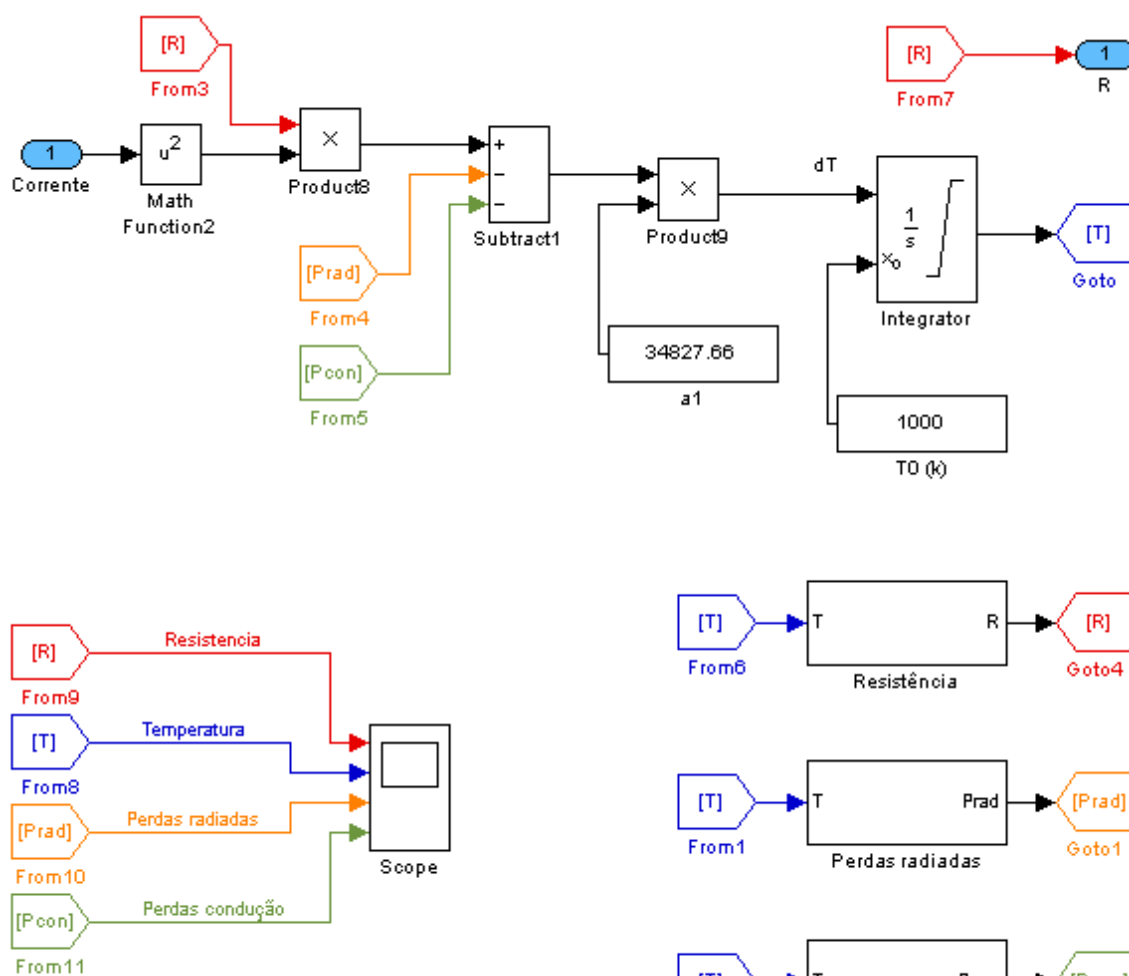


Figura 2.5 - Circuito em Simulink da simulação da temperatura.

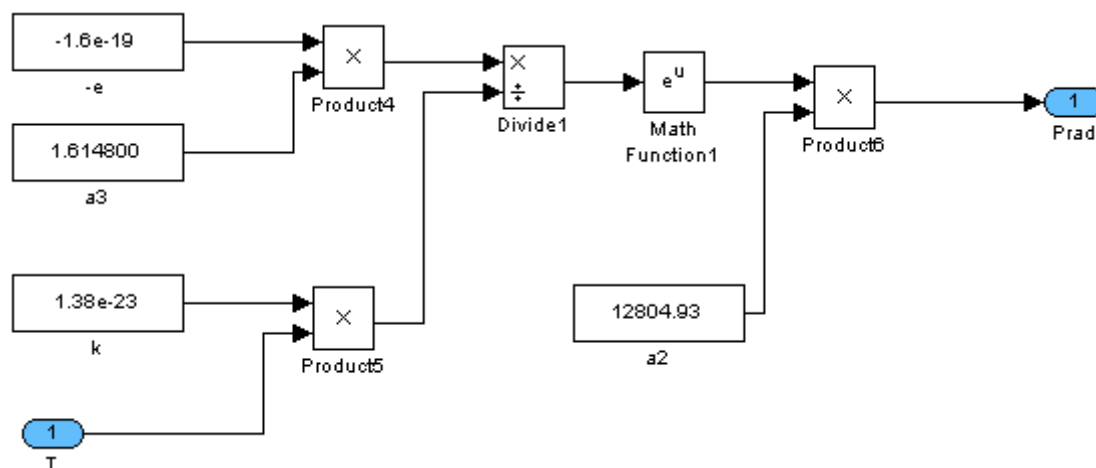


Figura 2.6 - Circuito em Simulink da simulação das perdas por radiação.

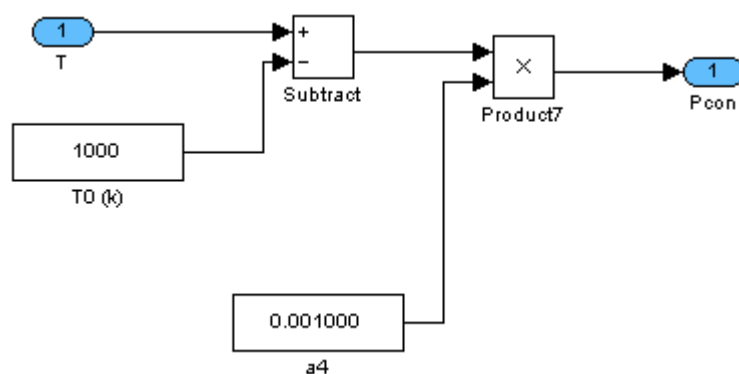


Figura 2.7 - Circuito em Simulink da simulação das perdas por condução.

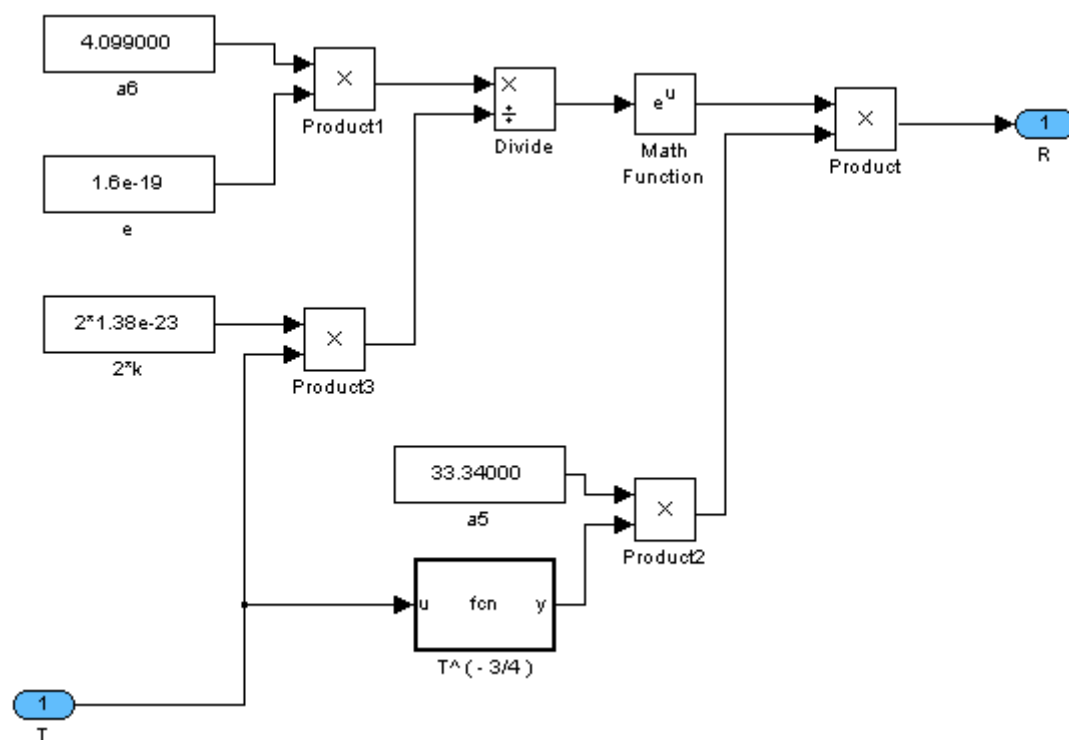


Figura 2.8 - Circuito em Simulink da simulação da resistência da lâmpada.

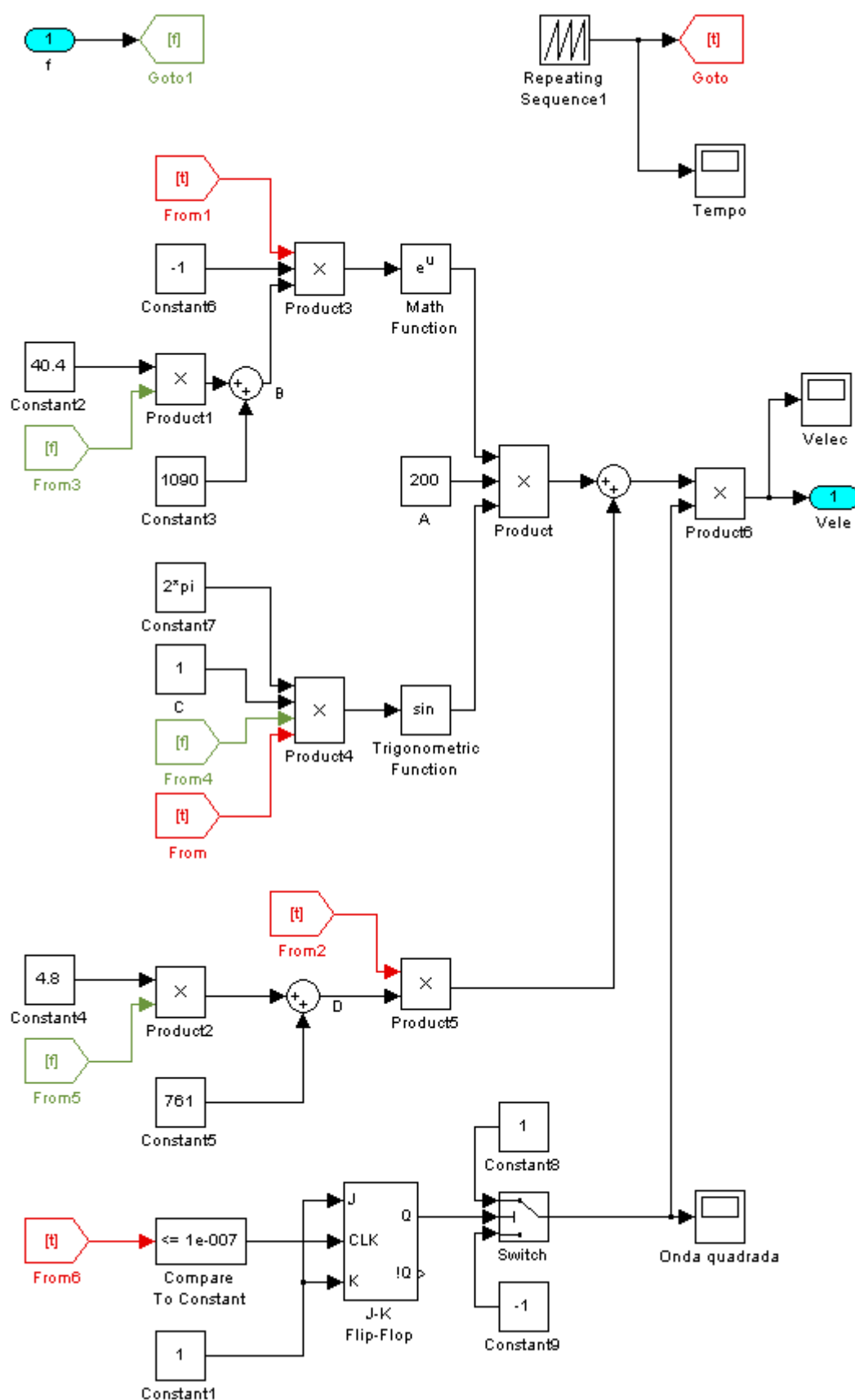


Figura 2.9 - Circuito em Simulink da simulação da queda de tensão dinâmica nos eléctrodos.

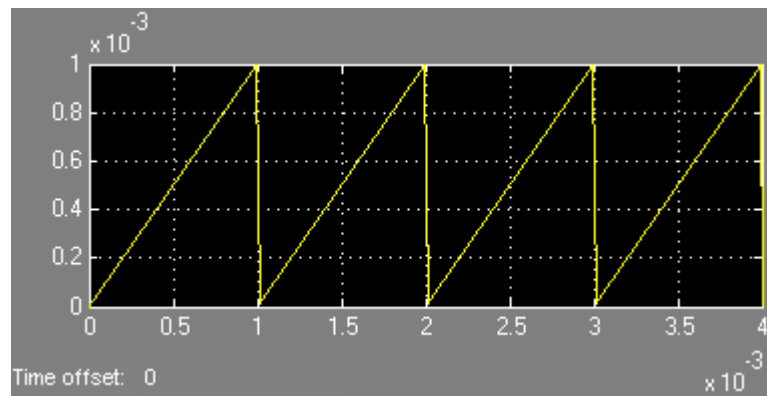


Figura 2.10 - Dente de serra para uma frequência de alimentação de 500Hz.

Após criar uma forma de onda idêntica a V_{ele} mas que se repete no tempo, é necessário gerar uma forma de onda com arcadas positivas e negativas, utilizando para isso a onda obtida multiplicada por uma onda quadrada centrada em zero, sincronizada com a onda dente de serra, e com uma tensão de pico-a-pico de $V_{pp}=2$. Tem como entrada a frequência (f) e saída a queda de tensão nos eléctrodos (V_{ele}).

2.6.2 - Implementação em PSIM

A implementação do modelo em PSIM foi feita utilizando dois blocos separados, simulando um as equações (2.1) a (2.4) e o outro a equação (2.5). A Figura 2.11 mostra a posterior conexão entre os respectivos blocos tornando assim possível a simulação do modelo completo da lâmpada. Na Figura 2.12 pode-se observar o circuito do bloco que simula as equações de (2.1) a (2.4), este circuito tem como entrada a corrente aos terminais da lâmpada (I), e como saída o valor instantâneo da resistência da lâmpada (R). Na Figura 2.13 está representado o esquema do bloco que simula a queda de tensão dinâmica nos eléctrodos, é necessário criar uma onda em dente de serra e uma onda quadrada, tal como na simulação em Simulink, tem como entrada a corrente aos terminais da lâmpada (I), e como saída o valor da queda de tensão nos eléctrodos (V_{ele}).

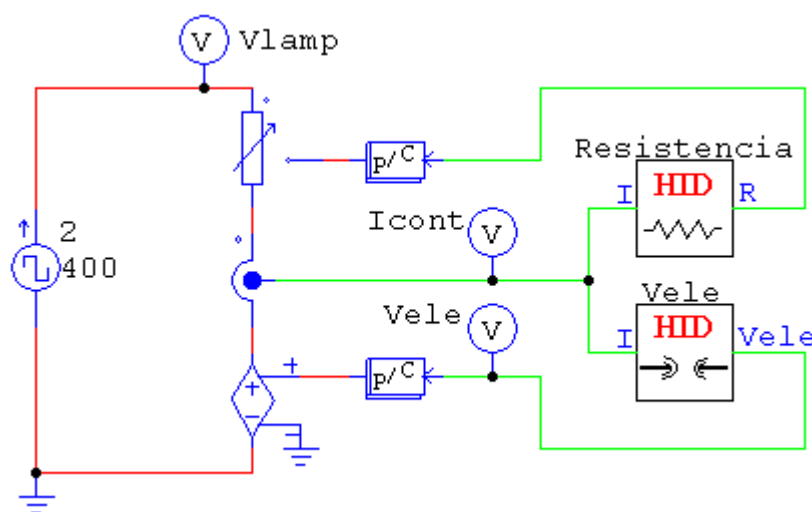


Figura 2.11 - Modelo completo da lâmpada em PSIM.

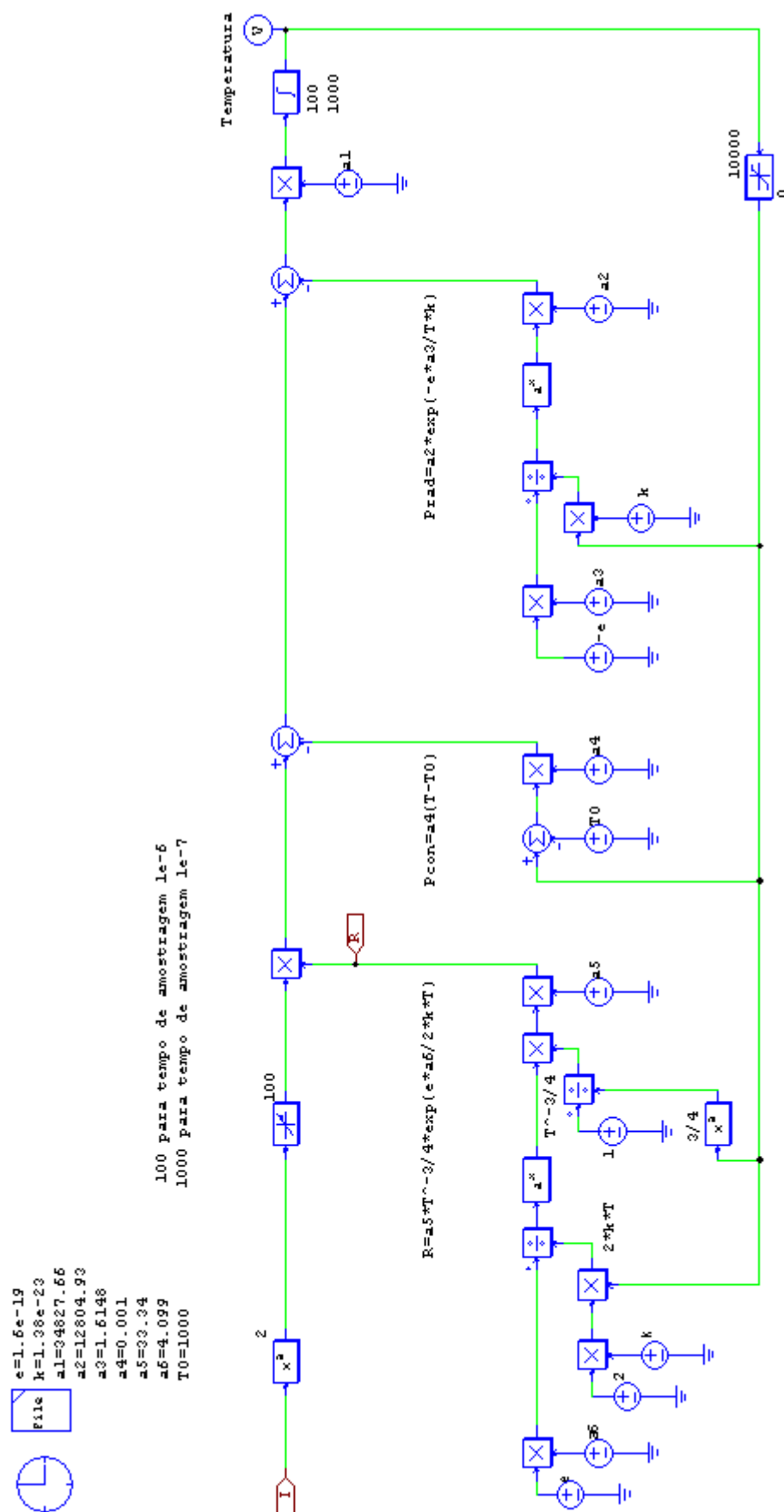


Figura 2.12 - Circuito em PSIM da simulação da resistência da lâmpada.

2.7 - Resultados obtidos nas simulações

O modelo da lâmpada foi testado nos dois simuladores para uma frequência baixa (400Hz), e para uma elevada (400kHz), os resultados fornecidos pelos dois simuladores, são bastante idênticos, Figura 2.14 e Figura 2.15, e estão de acordo com os resultados esperados [30].

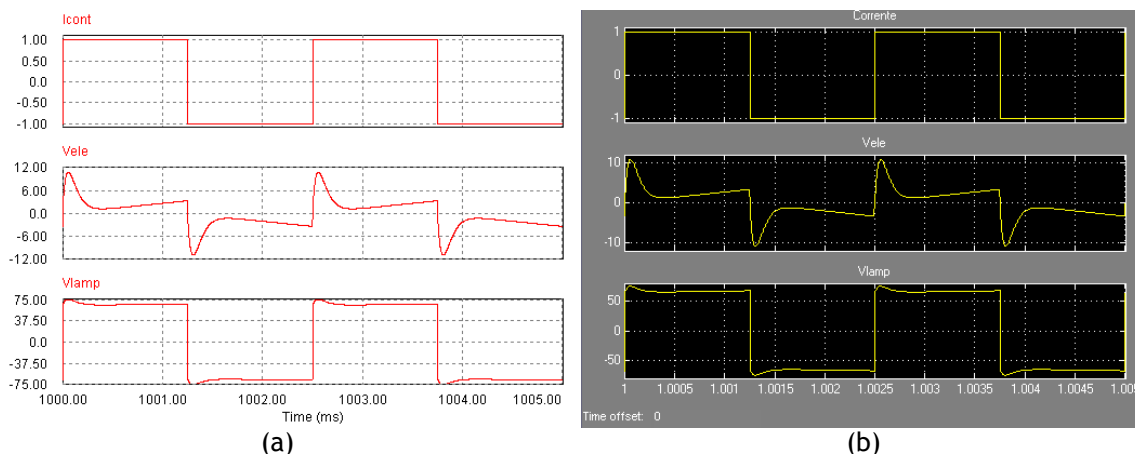


Figura 2.14 - Simulação em PSIM (a) e Simulink (b) da corrente na lâmpada (A), queda de tensão nos eléctrodos (V) e tensão na lâmpada (V) a 400Hz.

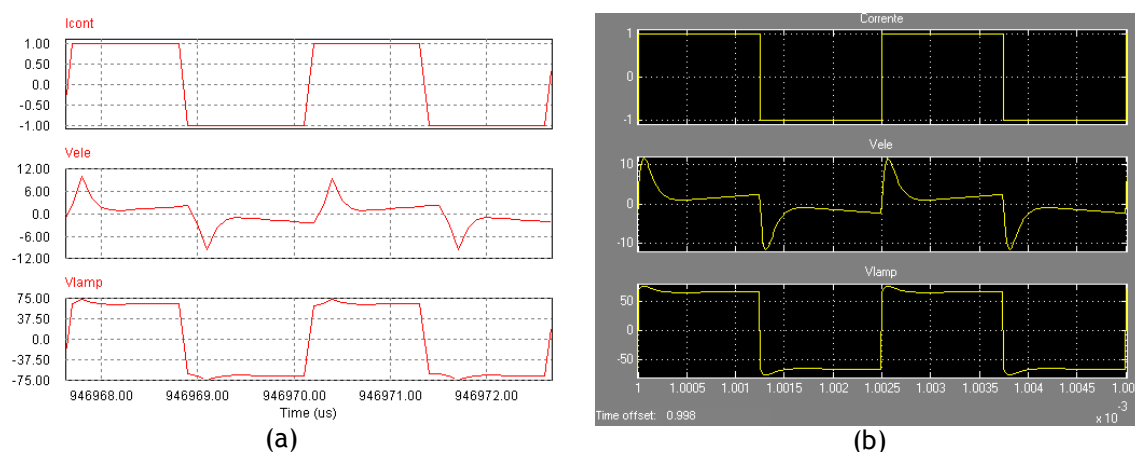


Figura 2.15 - Simulação em PSIM (a) e Simulink (b) da corrente na lâmpada (A), queda de tensão nos eléctrodos (V) e tensão na lâmpada (V) a 400kHz.

Através das duas figuras anteriores, pode-se concluir que o modelo, tal como esperado, ajusta-se a uma vasta gama de frequências.

Na Figura 2.16 e Figura 2.17 estão representadas as curvas da resistência, temperatura, perdas por radiação e perdas por condução da lâmpada. O tempo de estabelecimento das curvas pode ser ajustado variando a constante de tempo do integral.

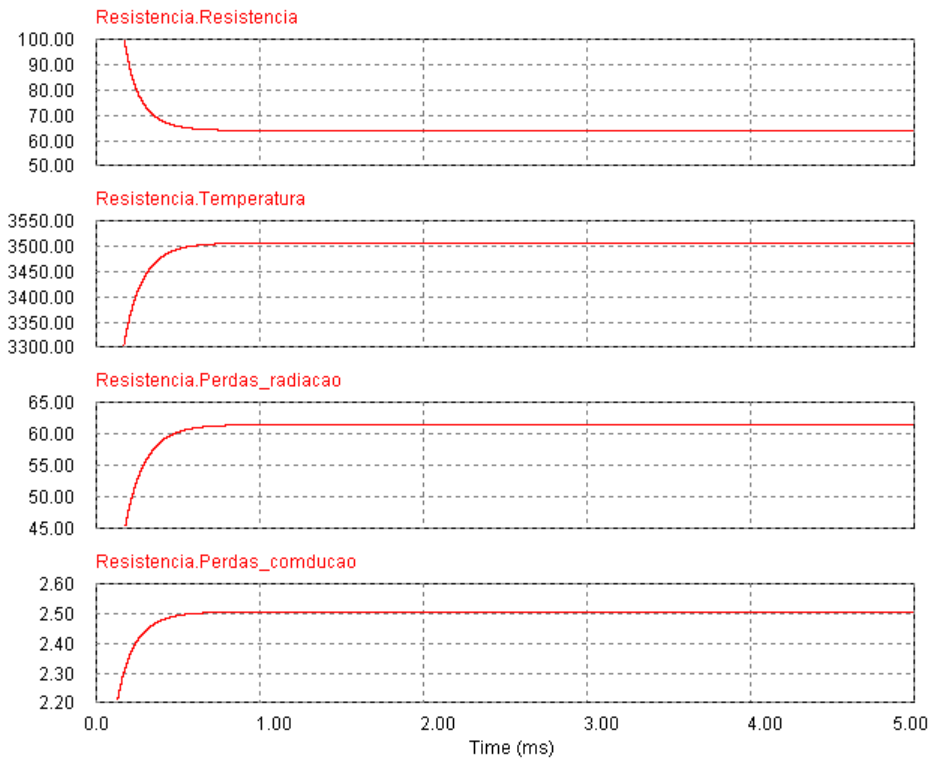


Figura 2.16 - Simulação em PSIM da resistência (Ω), temperatura ($^{\circ}\text{K}$), perdas por radiação (V^{-1}) e perdas por condução ($^{\circ}\text{K}$) da lâmpada a 1A, 400Hz.

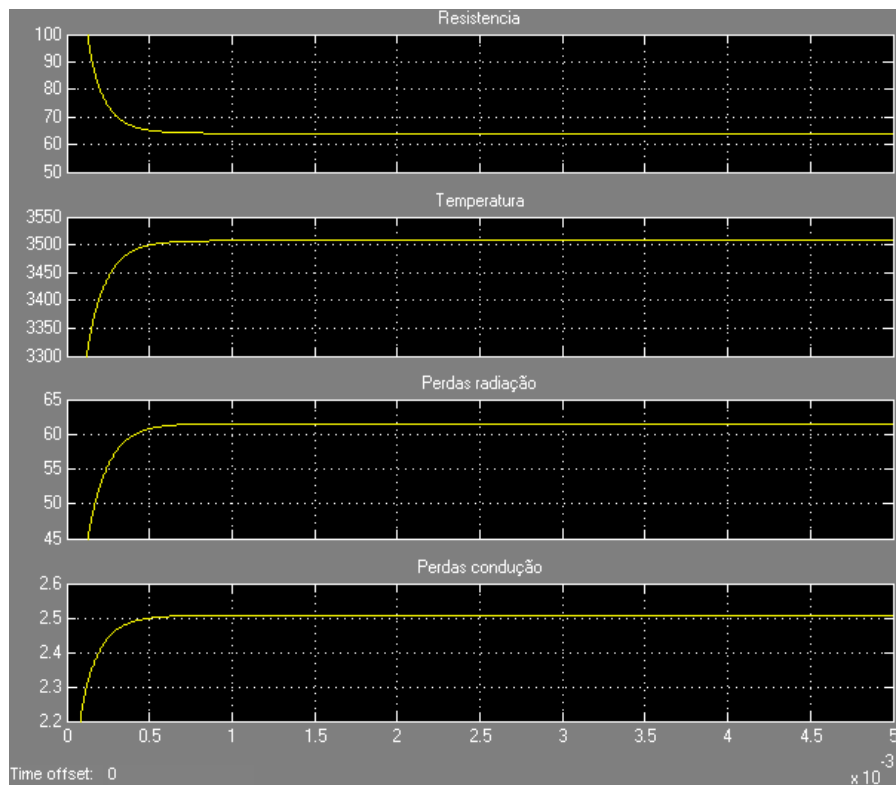


Figura 2.17 - Simulação em Simulink da resistência (Ω), temperatura ($^{\circ}\text{K}$), perdas por radiação (V^{-1}) e perdas por condução ($^{\circ}\text{K}$) da lâmpada a 1A, 400Hz.

2.8 - Conclusão

Neste capítulo e com base nas equações matemáticas que modelam uma lâmpada de descarga, foi possível implementar um modelo da lâmpada em PSIM e Simulink eficaz para uma vasta gama de frequências. A principal vantagem destes modelos é que não necessitam de parâmetros fornecidos pelo fabricante, os seis parâmetros ajustáveis do modelo, podem ser facilmente obtidos pela simples medida da corrente e tensão a baixa frequência da lâmpada que se pretende modelar, e recorrendo a um algoritmo genético. Este modelo uma vez que não utiliza parâmetros dos fabricantes, pode ser usado para modelar vários tipos de lâmpadas de descarga.

Capítulo 3

Topologia e análise do balastro electrónico

3.1 - Introdução

Este capítulo apresenta uma estrutura de um balastro electrónico, o seu funcionamento nas diferentes fases da lâmpada, o projecto de um ramo de *take-over*, a sua implementação e simulação.

Inicia-se com o estudo do balastro electrónico bem como a interligação e função dos vários elementos que o constituem.

Prossegue com uma explicação do seu modo de operação nas várias fases de funcionamento da lâmpada. Seguidamente é projectado e testado um ramo de *take-over* capaz de sustentar o arco eléctrico nos instantes a seguir à ignição.

Finalmente os resultados obtidos com o ramo *take-over* são registados, e é feita uma comparação entre a diferença de ter e não o ramo *take-over*.

3.2 - Estrutura do balastro electrónico

O balastro electrónico de uma lâmpada HID é um circuito que envolve alguma complexidade, para além de alimentar a lâmpada, tem a função de controlar a corrente e tensão que lhe é aplicada nas várias fases do seu funcionamento (Figura 2.1).

Através do diagrama de blocos da Figura 3.1 podemos ver os vários circuitos que constituem o balastro electrónico, representando cada bloco um circuito com uma função específica.

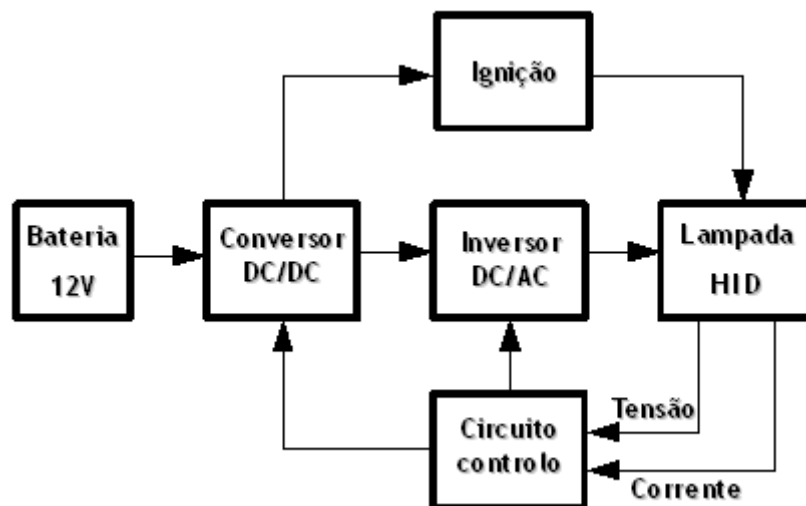


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do balastro electrónico.

O circuito de ignição tem como função transformar os 300V fornecidos pelo conversor DC-DC num impulso de 25kV, permitindo assim o arranque da lâmpada. Após a entrada em condução da lâmpada este circuito sai de condução, só voltando a ser utilizado num próximo arranque. Uma explicação mais detalhada de todo o circuito é feita no Capítulo 4.

O inversor DC-AC é composto por um inversor em ponte completa, e tem como função simplesmente converter a tensão DC fornecida pelo conversor DC-DC numa tensão em forma de onda quadrada com uma frequência de 400Hz. Uma vez que nas primeiras fases de operação da lâmpada a alimentação deve ser feita em corrente contínua, o ciclo activo (*duty-cycle*) do inversor é colocado a 0, e posteriormente é mudado para 0.5 quando a lâmpada atinge a fase *run-up*, mantendo-se assim na fase *steady state*.

O conversor DC-DC é composto por um conversor *flyback*, tem como função elevar os 12V fornecidos pela bateria para valores de tensão que podem ir dos 85V na fase *steady-state*, até aos 300V na fase *turn-on*. Este conversor é o elemento através do qual a lâmpada é controlada nas suas várias fases. No Capítulo 5 será feita uma análise detalhada deste conversor.

O circuito de controlo tem como função monitorizar a tensão e corrente nos terminais da lâmpada, através desses valores determinar em que fase de funcionamento está e qual o valor correcto do *duty-cycle* a aplicar no conversor e inversor.

3.3 - Modos de operação nas diferentes fases da lâmpada

Como já foi visto no Capítulo 2, as lâmpadas HID são cargas muito complexas, necessitando de diferentes modos de operação nas suas diferentes fases de funcionamento. Por isso o balastro electrónico deve seguir o seu perfil de funcionamento, Figura 2.1, para garantir o seu correcto funcionamento e o seu tempo de vida esperado.

Os modos de operação do balastro nas diferentes fases da lâmpada são descritos a seguir:

Fase 1 - Turn-on ($\approx 30\text{ms}$): Antes do gás da lâmpada tornar-se condutor, a lâmpada comporta-se como um circuito aberto. Para o circuito de ignição gerar um impulso eficaz, mesmo se a lâmpada já estiver quente, é necessário que o balastro forneça uma tensão de

300V. Portanto o balastro tem de fornecer e manter uma tensão constante de 300V durante esta fase da lâmpada.

Fase 2 - Ignition ($\approx 100\text{ns}$): A lâmpada é ligada eficazmente com um impulso de tensão na ordem dos 25kV, dependendo este valor do tipo, da temperatura, e da idade da lâmpada.

Fase 3 - Take-over ($\approx 300\mu\text{s}$): Quando o impulso da ignição atravessa a lâmpada, a sua impedância desce drasticamente para algumas dezenas de ohms. A lâmpada requer uma corrente inicial elevada durante um curto espaço de tempo, podendo chegar aos 12A, para garantir a sustentabilidade do arco antes que o balastro tenha capacidade para reagir. Esta corrente é designada por corrente de *take-over*, e é fornecida pela descarga da energia armazenada nos condensadores do barramento DC. Para além do condensador de saída do conversor, o balastro tem no barramento DC um ramo com um outro condensador para ajudar ao fornecimento dessa corrente, esse condensador é conhecido por condensador de *take-over*. A constante de tempo da descarga deve ser da ordem das centenas de micro segundos. O condensador de *take-over* carrega durante a fase *turn-on* e descarrega rapidamente após a ignição.

Fase 4 - Warm-up ($\approx 20\text{ms}$): Depois da ignição, o comportamento da lâmpada é fortemente dependente da sua temperatura. Uma lâmpada quente terá uma tensão inicial aproximadamente de 85V, enquanto uma fria essa tensão pode descer até 20V. Uma lâmpada fria necessita de ser aquecida para ser capaz de fornecer electrões suficientes para garantir a condução, após a fase *take-over*. Isto é conseguido injectando uma corrente contínua de 2.5A na lâmpada. Nesta fase, de modo a acender a lâmpada com uma maior fiabilidade, a lâmpada deve ser alimentada a baixa frequência [34], devido a isto esta fase é também conhecido como fase DC. Esta fase é muito importante para o correcto funcionamento da lâmpada, sem ela a lâmpada pode apagar-se numa fase de operação subsequente de maior frequência.

Fase 5 - Run-up ($\approx 10\text{s}$): As lâmpadas HID de automóvel têm de ser controladas de maneira a emitir uma luz que esteja de acordo com as especificações da SAE J2009 [35] e da ECE reg. N° 99 [36] como descrito em [34]. Apesar de no estado estacionário, steady state, a potência da lâmpada seja de 35W, a potência necessária para no estado transitório uma lâmpada fria atingir as características de saída exigidas, pode chegar a 75W. Nesta fase é preciso limitar a corrente máxima a 2.5A e a potência máxima a 75W, para a temperatura não danificar os eléctrodos da lâmpada. Durante esta fase, a tensão de uma lâmpada fria aumenta de 20 - 30V até 85V, enquanto uma lâmpada quente a tensão pode estar entre 20V e 85V. Assim, surge a questão sobre a forma de detectar o estado da lâmpada, para conseguir um controlo ideal que torne o período *run-up* o mais rápido possível qualquer que seja o estado da lâmpada, sem ultrapassar os limites de corrente e potência fornecidos à lâmpada.

Fase 6 - Steady state: A tensão da lâmpada nesta fase depende das suas características e da sua idade. A tensão nominal neste estado é 85V mas há uma margem de $\pm 17\text{V}$ [37]. É recomendado que a lâmpada seja alimentada a uma potência nominal de 35W, com uma margem de $\pm 3\text{W}$, para se obter a melhor performance do seu tempo de vida. Uma potência demasiado alta vai danificar a lâmpada diminuindo o seu tempo de vida, e uma potência

demasiado baixa causa instabilidade no arco eléctrico, sendo produzida menos luz, podendo até a lâmpada apagar-se.

3.4 - Ramo *take-over*

Como já foi referido atrás, depois da ignição, a lâmpada HID necessita de uma elevada corrente de *take-over* para conseguir manter o arco eléctrico. Logo após a ignição, o conversor DC-DC não responde imediatamente, e para evitar a extinção do arco eléctrico, é colocado um condensador no barramento DC de forma a, juntamente com o condensador do conversor DC-DC, fornecer uma corrente capaz de sustentar o arco eléctrico.

3.4.1 - Cálculo dos parâmetros do ramo *take-over*

Sabendo que a tensão inicial aos terminais do condensador é dada pela equação:

$$V_{CTO} = V_{DC}(1 - e^{-t/\tau}), \quad (3.1)$$

e querendo que a tensão no condensador de take-over, V_{CTO} , seja 90% da tensão do barramento DC, V_{DC} , ao fim de 10ms, obtemos uma constante de tempo de carga de:

$$V_{CTO} = 90\% \cdot 300 = 300 \cdot \left(1 - e^{-10 \times 10^{-3}/\tau}\right) \Rightarrow \tau_{carga} = 4.34ms, \quad (3.2)$$

sendo $C_{TO}=25\mu F$ o valor do condensador, obtemos para resistência de carga um valor de:

$$\tau_{carga} = R_c \cdot C_{TO} \Rightarrow R_c = 174\Omega. \quad (3.3)$$

Utilizando agora a equação da tensão final no condensador:

$$V_{CTO} = V_{DC} \cdot e^{-t/\tau}, \quad (3.4)$$

e querendo que a tensão no condensador de take-over, V_{CTO} , seja 5% da tensão do barramento DC, V_{DC} , ao fim de 300 μs , obtemos uma constante de tempo de descarga de:

$$V_{CTO} = 5\% \cdot 300 = 300 \cdot \left(1 - e^{-300 \times 10^{-6}/\tau}\right) \Rightarrow \tau_{descarga} = 100\mu s, \quad (3.5)$$

obtendo-se para resistência de descarga:

$$\tau_{descarga} = R_d \cdot C_{TO} \Rightarrow R_d = 4\Omega. \quad (3.6)$$

O ramo de take-over resultante está representado na Figura 3.2. O condensador carrega através das duas resistências, R_c e R_d , e descarrega através do diodo e da resistência R_d .

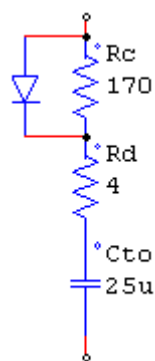


Figura 3.2 - Ramo *take-over*.

3.4.2 - Simulação do ramo *take-over*

Para simular o ramo *take-over* foi construído no simulador PSIM o circuito da Figura 3.3. Este circuito é constituído por um conversor DC-DC capaz de fornecer 300V e, para simular a fase de *take-over*, a resistência de carga é comutada aos 30ms, passando de 5MΩ para 20Ω.

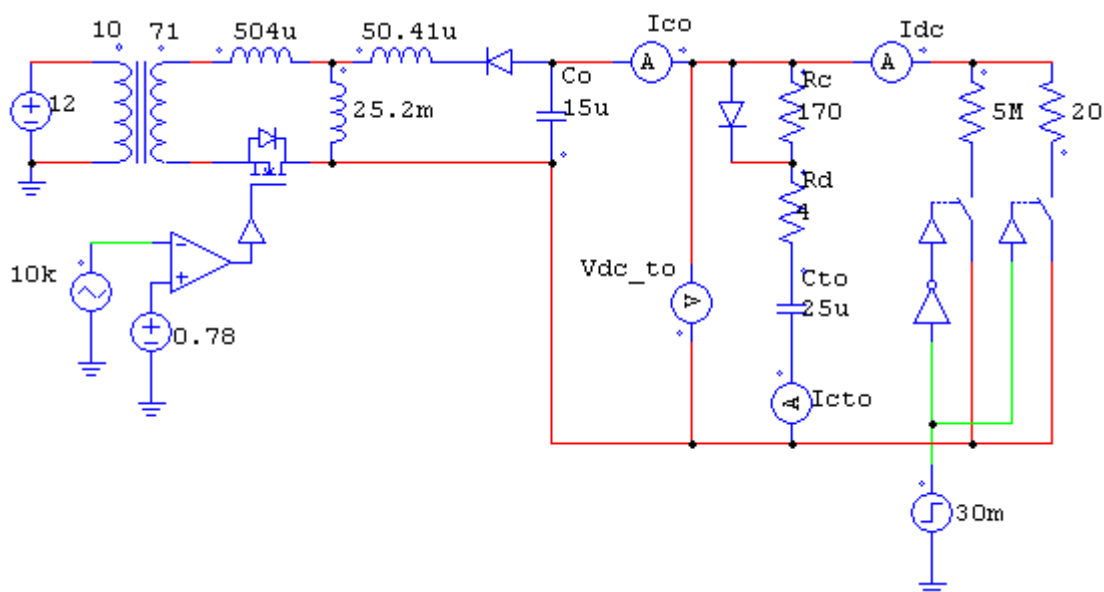


Figura 3.3 - Circuito de simulação do ramo *take-over*.

Os resultados obtidos na simulação estão representados na Figura 3.4, onde se pode observar a descarga de corrente (I_{co}) do condensador de saída do inversor DC-DC (C_o), a descarga de corrente (I_{cto}) do condensador de *take-over* (C_{to}), e a corrente total aplicada à carga (I_{dc}). A contribuição do condensador de *take over* no fornecimento de corrente durante 300μs após a variação de carga é significativa, note-se que, sem o ramo *take-over*, Figura 3.5, a corrente fornecida à carga seria em média 8.95A, enquanto que, com o ramo *take-over* essa corrente passa para 11A. Esta diferença pode parecer pouco significativa, mas através da Figura 3.6 pode-se observar que sem o ramo *take-over*, a tensão no barramento DC desce até cerca de 10V, em contrapartida com o ramo *take-over* apenas decresce até 25V.

Esta diferença de tensões pode fazer a diferença entre a lâmpada manter-se acesa ou não após a ignição.

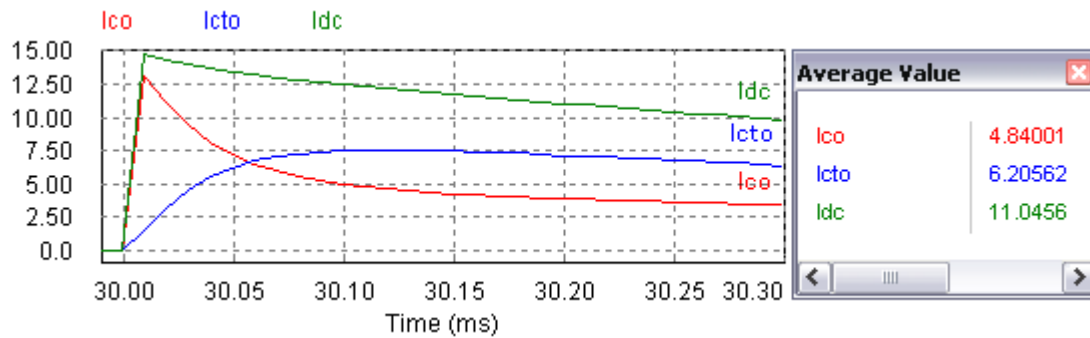


Figura 3.4 - Formas de onda da corrente (A) de saída do inversor (Ico), do condensador *take-over* (Icto) e do barramento DC (Idc).

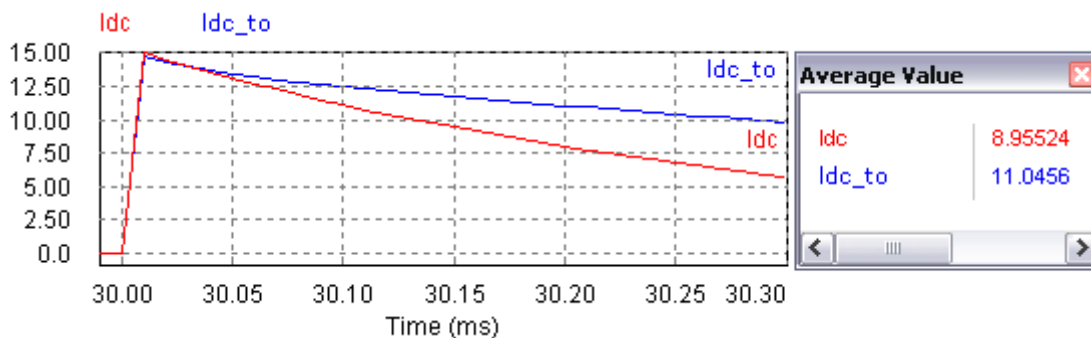


Figura 3.5 - Forma de onda da corrente (A) no barramento DC com (Idc_to) e sem (Idc) ramo *take-over*.

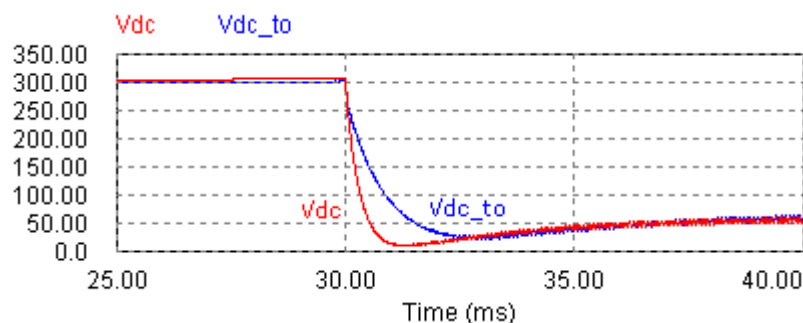


Figura 3.6 - Forma de onda da tensão (V) no barramento DC com (Vdc_to) e sem (Vdc) ramo *take-over*.

Verifica-se que o ramo *take-over* construído comporta-se conforme o esperado, fornecendo logo após a ignição, uma corrente capaz de sustentar o arco eléctrico da lâmpada HID, garantindo assim que não se extingue antes de o conversor DC-DC ter tempo de reagir.

3.5 - Conclusão

Neste capítulo verificou-se a complexidade que envolve a implementação de um balastro electrónico, e os cuidados a ter de forma a comandar correctamente uma lâmpada HID nas várias fases do seu funcionamento.

Foi também implementado um ramo *take-over* que assegura a sustentação do arco eléctrico logo após a ignição, garantindo assim que a lâmpada não se apaga devido à descida brusca da sua resistência interna.

Capítulo 4

Ignição

4.1 - Introdução

Neste capítulo discute-se as características dos circuitos de ignição, é implementado um circuito de ignição e explicado o seu funcionamento, e posteriormente é simulado e tirada conclusões desse mesmo circuito.

O capítulo inicia com uma referência aos vários tipos de circuitos de ignição e analisada a influencia do transformador no funcionamento do balastro electrónico.

Prossegue com uma explicação detalhada do circuito de ignição escolhido, e é implementado e simulado esse mesmo circuito.

Este capítulo termina com uma análise aos resultados obtidos na simulação da ignição, e com uma breve conclusão.

4.2 - Características dos circuitos de ignição

Como já foi referido anteriormente, o balastro no arranque da lâmpada, deve fornecer uma tensão elevada na ordem dos 25kV de modo a garantir uma eficaz ignição mesmo quando a lâmpada está quente. Para isso é necessário implementar um circuito de ignição capaz de gerar uma sequência de impulsos até a lâmpada acender.

Normalmente este tipo de circuitos de ignição, são implementados basicamente com um transformador elevador, onde a lâmpada é ligada em série com o enrolamento secundário, [38] e [39] Figura 4.1. Este tipo de abordagem não é a mais indicada para uma ignição de lâmpadas HID de iluminação automóvel, uma vez que o ganho do transformador, ou seja, a diferença entre o número de espiras dos enrolamentos do primário e secundário, tinha de ser muito elevado, já que era preciso elevar cerca de 300V para 25kV.

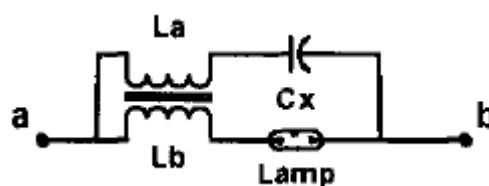


Figura 4.1 - Circuito de ignição básico [39].

Um elevado número de espiras implica uma elevada indutância em série com a lâmpada, e uma vez que a lâmpada é alimentada em corrente AC, origina problemas tais como o aumento do tempo de comutação, resultando na diminuição do gradiente de corrente di/dt . Um baixo gradiente na passagem por zero não é favorável para a lâmpada, podendo mesmo esta apagar-se. Outro problema que uma elevada indutância pode causar é originar variações de tensão no barramento DC a cada comutação do inversor DC-AC, tornando o sistema menos eficiente.

Com um circuito como o da Figura 4.2 podemos obter uma tensão de 25kV aos terminais da lâmpada com uma baixa indutância em série, isto é conseguido com dois andares de tensão, onde o segundo andar tem simplesmente de elevar uma tensão de 2kV para 25kV, fazendo com que a razão entre o número de espiras possa ser baixo [40].

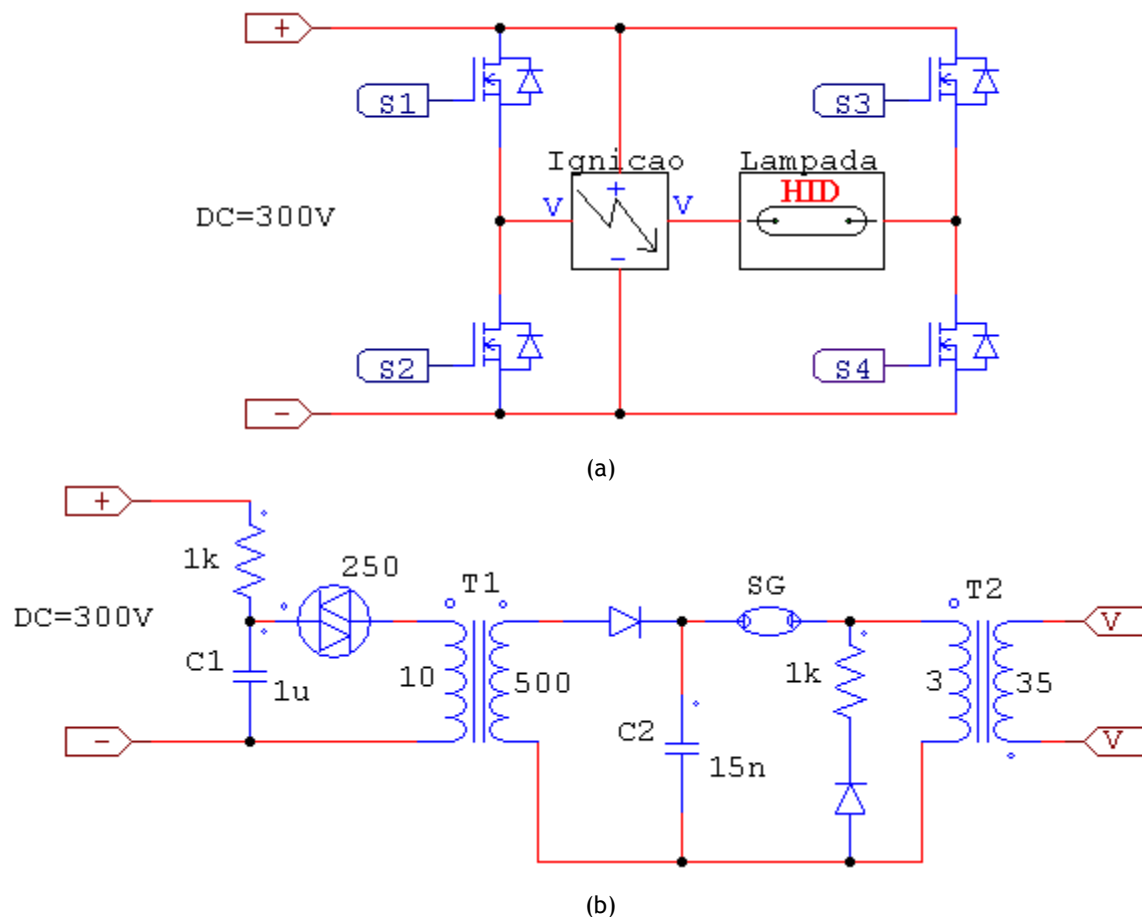


Figura 4.2 - Circuito de ignição, esquema intuitivo(a), circuito pormenorizado (b).

Outra vantagem deste circuito é o facto de os transformadores, apesar de serem dois, em contrapartida necessitam de muito menos voltas nos enrolamentos, o que os torna mais pequenos em comparação com apenas um para o mesmo efeito. Esta característica é muito importante, uma vez que a miniaturização de todo o circuito de alimentação da lâmpada, é fundamental.

4.3 - Funcionamento do circuito de ignição

Antes da ignição da lâmpada, o inversor DC-AC da Figura 4.2 tem uma frequência de comutação $f_c = 0\text{Hz}$, ou seja, S1 e S4 estão ligados e S2 e S3 desligados. Nesta altura o conversor DC-DC fornece 300V ao circuito de ignição, fazendo com que o condensador C_1 carregue. Quando a tensão em C_1 atinge os 250V, o SIDAC entra em condução e C_1 descarrega-se. A energia é transferida através do transformador T_1 para C_2 . Após C_1 se descarregar o SIDAC desliga-se até a tensão voltar a ser 250V. No segundo andar, com as sucessivas entradas em condução do SIDAC, a tensão em C_2 aumenta até atingir 2kV, nessa altura, o *spark gap* SG entra momentaneamente em condução, aplicando ao enrolamento primário de T_2 um impulso de 2kV, induzindo no seu enrolamento secundário um impulso de 25kV. Uma vez que o secundário de T_2 está ligado em série com a lâmpada, o impulso é aplicado à lâmpada, ficando esta com uma tensão aos seus terminais de 300V fornecidos pelo conversor, mais 25kV fornecidos pelo circuito de ignição. Se a lâmpada não entrar em condução o conversor DC-DC continua a fornecer 300V até a lâmpada acender-se. Após a lâmpada acender-se o conversor passa a fornecer uma tensão inferior a 100V, impedindo assim a entrada em condução do SIDAC e a posterior ignição.

4.4 - Simulação da ignição

Para simular a ignição foi construído no simulador PSIM o circuito representado na figura seguinte:

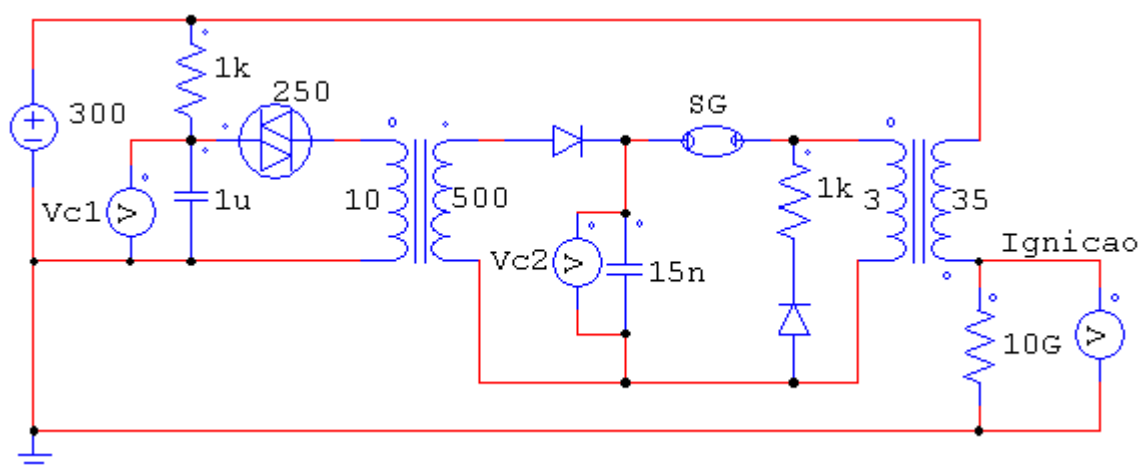


Figura 4.3 - Circuito de simulação do circuito de ignição.

Para representar a lâmpada no instante da ignição, foi colocada uma resistência de valor muito elevado. Os resultados obtidos foram os seguintes:

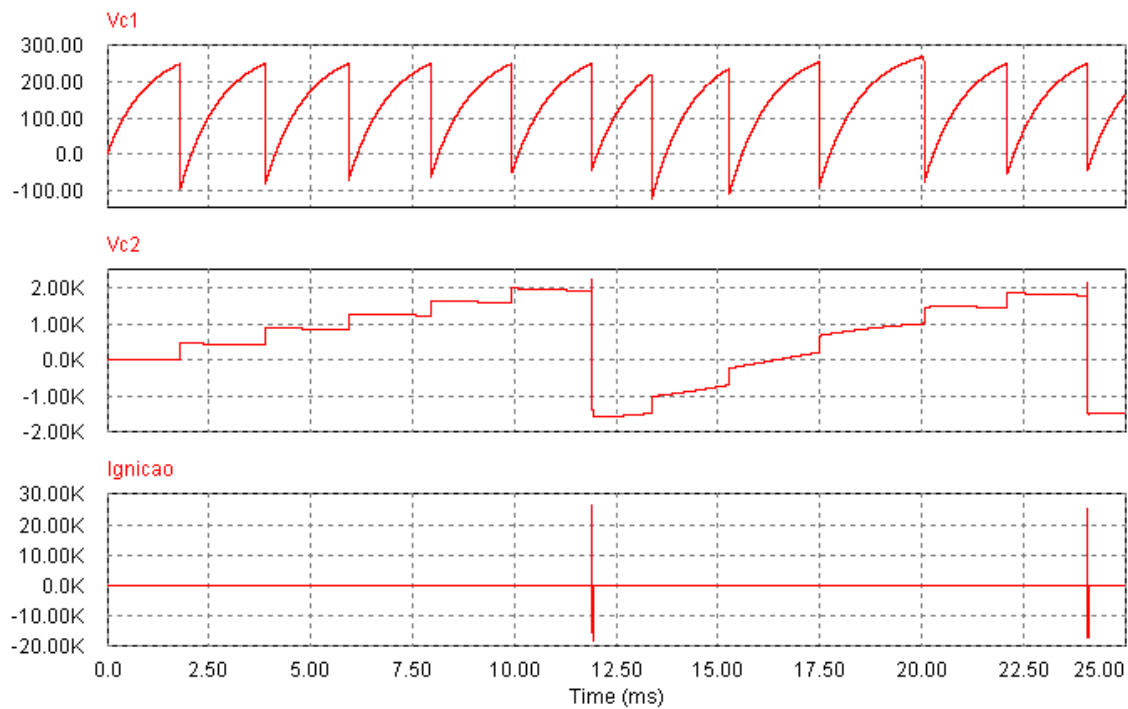


Figura 4.4 - Formas de onda da tensão (V) no condensador C_1 (Vc1), no condensador C_2 (Vc2) e na saída do circuito (Ignição).

Pode-se verificar que os resultados obtidos estão de acordo com o esperado, obtendo-se ao fim de 12ms um impulso na lâmpada de 25kV.

4.5 - Conclusão

Neste capítulo implementou-se com sucesso no simulador PSIM, um circuito de ignição capaz de fornecer à lâmpada impulsos de 25kV, tornando assim possível acender uma lâmpada HID.

Capítulo 5

Conversor DC-DC

5.1 - Introdução

Este capítulo apresenta a importância do conversor DC-DC no balastro electrónico, a escolha da sua topologia, características do conversor *flyback*, modelação em espaço de estados desse mesmo conversor, e verificada a validade dos modelos com a apresentação dos resultados obtidos.

O capítulo inicia com uma referência à importância do conversor DC-DC para o correcto funcionamento do balastro electrónico. É feita uma análise às várias topologias de conversores DC-DC existentes e conclui-se que o mais indicado para este sistema é o conversor *flyback*.

Prossegue com uma descrição do comportamento do conversor *flyback* no modo de condução contínuo e descontínuo. É determinado, simulado e validado um modelo equivalente para o transformador do conversor *flyback*. Seguidamente é feita uma descrição da técnica de modelação em espaço de estados, onde é indicado os passos a efectuar para a obtenção do modelo de média, a sua linearização e respectiva função de transferência.

Para finalizar este capítulo, o conversor *flyback* é modelado em espaço de estados, é feita a linearização do seu modelo de média e determinada a sua função de transferência em tensão e corrente. Por fim verifica-se a validade dos modelos obtidos nos simuladores PSIM e Simulink e são apresentados os resultados obtidos.

5.2 - Importância do conversor DC-DC no balastro electrónico

O conversor DC-DC é um dos elementos de maior importância num balastro electrónico, pois é o principal responsável pela transferência de energia entre a bateria e a lâmpada HID. Não só é com este elemento que se realiza o trânsito de potência como também o método de controlo associado a este será responsável por manter o funcionamento do sistema sempre em valores correspondentes à fase em que a lâmpada se encontra.

Outro aspecto que torna este elemento de extrema relevância é o facto de a maioria das perdas de um balastro electrónico se situam no conversor, devido ao facto de ter uma frequência de trabalho de 15kHz, valor muito superior à frequência de trabalho do inversor DC-AC que se situa nos 400Hz, fazendo com que as perdas no inversor sejam desprezáveis,

tornando assim o conversor DC-DC o principal elemento diferenciável e distinguível entre os vários tipos de balastros electrónicos existentes no mercado.

5.3 - Escolha da topologia

Como o trânsito de energia se realiza apenas num único sentido, da bateria para a lâmpada, e atendendo à necessidade de elevar a tensão de entrada, as topologias mais indicadas são o conversor elevador (step-up ou boost) e o conversor *buck-boost* (que permite não só elevar a tensão como também baixar), uma vez que são os conversores capazes de elevar a tensão de entrada recorrendo ao uso de um menor número de componentes, sendo esta uma característica importante quando a miniaturização de todo o sistema é um factor essencial.

Atendendo às características destes dois conversores e sob o ponto de vista da facilidade de implementação, o conversor step-up seria o mais apropriado, uma vez que o conversor *Buck-boost* inverte a tensão de saída, havendo por isso a necessidade de utilizar circuitos auxiliares para colocar a tensão com a polaridade correcta.

Apesar de a análise anterior poder representar um factor de escolha válido, a mesma não é conclusiva, uma vez que se trata de uma análise muito superficial, não nos podemos esquecer que será necessário elevar uma tensão de 12V para uma tensão que, na fase *turn-on*, chega aos 300V. Para se conseguir esta diferença de tensões utilizando um step-up ou um *buck-boost* seria necessário que a bobine desse conversor tivesse uma indutância extremamente elevada o que faria com que as dimensões da bobine fossem enormes, sendo esta situação precisamente a que se quer evitar. Para contornar esta situação existe um conversor em tudo semelhante ao *buck-boost* com a diferença de a bobine dar lugar a um transformador, este conversor é conhecido como *flyback*.

O *flyback* utiliza o enrolamento primário do transformador do mesmo modo que o *buck-boost* utiliza a sua bobine, a diferença está quando o transístor comuta, a energia acumulada no enrolamento primário, é transferida para o enrolamento secundário multiplicada pela razão de transformação do transformador, conseguindo-se assim ter na carga uma tensão muito superior à tensão de entrada com um conversor de dimensões relativamente pequenas.

5.4 - Conversor *flyback*

Esta topologia embora seja semelhante ao conversor *buck-boost*, é frequentemente utilizada somente como conversor elevador, utilizando o transformador para obter um ganho de tensão. Contudo, é possível utilizar o *flyback* como um conversor abaixador-elevador, utilizando o transformador não com o objectivo de obter um ganho de tensão, mas sim para isolar a entrada da saída. De facto, esta é uma característica muito apreciável neste tipo de conversores, pois não só não permite obter uma tensão de saída muito superior à tensão de entrada, como ainda obter uma saída totalmente isolada da entrada sem recorrer a circuitos auxiliares.

O esquema eléctrico do *flyback* está representado na Figura 5.1. Para a análise seguinte assume-se uma tensão de entrada constante, um transístor ideal, uma carga puramente resistiva e um condensador de valor elevado de modo a que o ripple à saída seja desprezado.

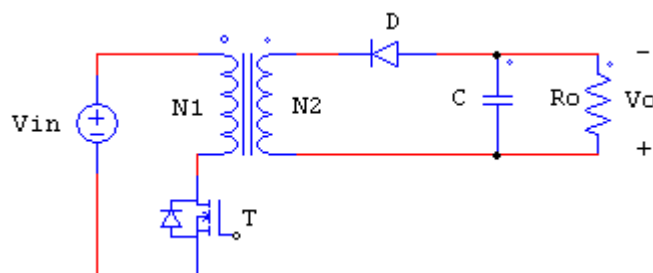


Figura 5.1 - Esquema eléctrico de um conversor *flyback*.

Relativamente ao funcionamento deste conversor podem ser identificados dois estados de funcionamento, representados na Figura 5.2. Um correspondente ao período de condução do transístor (t_{on}) e outro relativo ao período fora de condução (t_{off}).

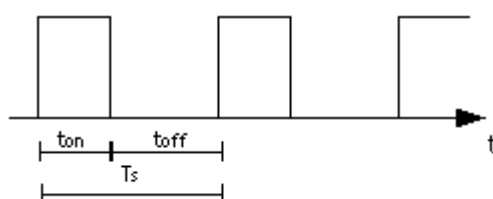


Figura 5.2 - Sinal de controlo do transístor.

Durante o intervalo de condução do transístor, é armazenada energia na indutância do enrolamento primário, mais precisamente no campo magnético do transformador, o diodo fica inversamente polarizado, e o condensador descarrega-se para a carga.

No intervalo fora de condução do transístor, para a continuidade do fluxo criado no primário se manter, o diodo entra em condução, e a energia acumulada no campo magnético é enviada para o condensador e para a carga através do enrolamento secundário.

Relativamente às duas fases de funcionamento abordadas podem ser distinguidos dois modos de funcionamento, um de condução contínua e outro de condução descontínua. As formas de onda relativas a cada fase estão representadas na Figura 5.3.

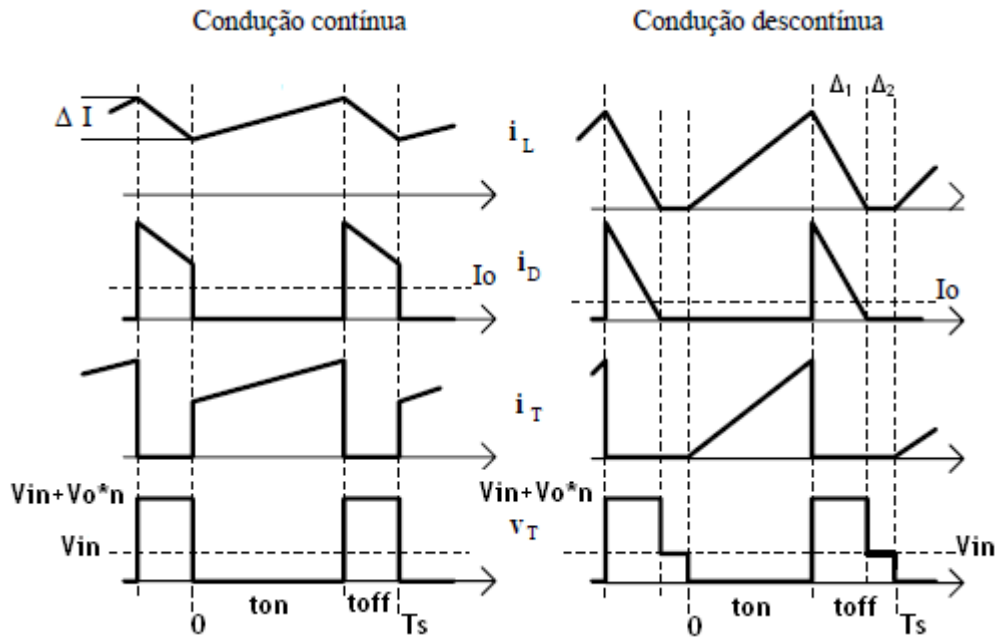


Figura 5.3 - Formas de onda do conversor *flyback* nos modos condução contínua e condução descontinua

Da figura anterior pode-se observar uma característica interessante deste conversor, a tensão máxima aos terminais do transístor é a soma da tensão de entrada com a tensão de saída vista do primário,

$$V_T = V_{in} + V_o \cdot n, \quad (5.1)$$

ou seja, a tensão de saída é multiplicada pela razão de transformação n , sendo n dado por:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1}, \quad (5.2)$$

e uma vez que se trata de um transformador elevador, o número de espiras do secundário é maior que o número de espiras do primário ($N_2 > N_1$), concluindo-se assim que a tensão nos terminais do transístor é menor que V_o .

Esta é mais uma vantagem do *flyback* face ao *buck-boost*, uma vez que, este possui uma tensão $V_T = V_{in} + V_o$. Então, para a mesma tensão de entrada e saída nos dois conversores, conseguimos ter no *flyback* um transístor de menores dimensões, pois não terá de suportar uma tensão tão elevada como o *buck-boost*.

5.4.1 - Modo de condução contínua

Quanto o transístor esta ligado temos uma tensão na bobine:

$$V_L = V_{in} \cdot t_{on}, \quad (5.3)$$

quando o transístor desliga passamos a ter:

$$V_L = -V_o \cdot n \cdot t_{off}. \quad (5.4)$$

Sabendo que o valor médio da tensão na bobine é zero, então:

$$V_{in} \cdot t_{on} + (-V_o) \cdot n \cdot t_{off} = 0, \quad (5.5)$$

sendo o ciclo activo (*duty-cycle*), dado pela expressão:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (5.6)$$

substituindo em (5.5) sabendo que $t_{off} = T_s - T_{on}$:

$$V_{in} \cdot DT_s + (-V_o) \cdot n \cdot (1-D)T_s = 0, \quad (5.7)$$

reorganizando a equação obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{n} \frac{D}{(1-D)} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{(1-D)}, \quad (5.8)$$

Continuando a desenvolver as equações anteriores é possível obter uma relação semelhante a (5.8) para a corrente. Assim, e assumindo que as perdas são desprezáveis, ou seja, $P_{in} = P_o$ obtém-se:

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot n \cdot I_o \cdot \frac{1}{n} \Rightarrow \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1-D}{D}. \quad (5.9)$$

5.4.2 - Modo condução descontinua

Este modo de condução surge apenas para pequenas cargas.

Do mesmo modo que na condução continua, sabendo que o valor médio da tensão na bobine é zero, tem-se:

$$V_{in} \cdot DT_s + (-V_o) \cdot n \cdot \Delta_1 T_s = 0, \quad (5.10)$$

obtendo-se para a tensão:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{\Delta_1}, \quad (5.11)$$

e para a corrente:

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{\Delta_1}{D}. \quad (5.12)$$

Para a modelação do conversor *flyback*, o transformador foi substituído pelo seu modelo equivalente, de forma a tornar mais intuitiva a escrita e compreensão das equações que modelam o conversor *flyback*.

5.4.3 - Modelo equivalente para o transformador do *flyback*

Características do transformador *flyback*:

$$R_1 = 0.5\text{m}\Omega,$$

$$R_2 = 2\text{m}\Omega,$$

$$L_1 = 10\mu\text{H},$$

$$L_2 = 50\mu\text{H},$$

$$L_m = 0.5\text{mH},$$

$$N_1 = 10 \text{ voltas},$$

$$N_2 = 71 \text{ voltas}.$$

Neste modelo não foi considerado:

- Perdas no cobre;
- Perdas no ferro;
- Dispersão do fluxo magnético;

Sendo assim, o modelo equivalente para o transformador está representado na Figura 5.4.

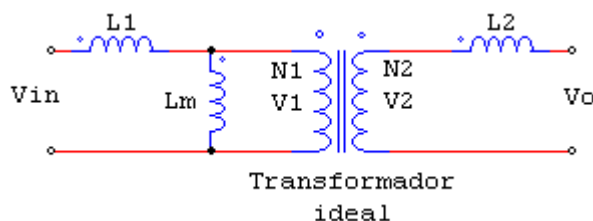


Figura 5.4 - Esquema equivalente do transformador.

Os valores das indutâncias do enrolamento primário (L_1), enrolamento secundário (L_2), e de magnetização (L_m), são representados por uma bobine no exterior do transformador, ficando este a representar um simples ganho de tensão (transformador ideal).

Uma propriedade interessante nos transformadores é o facto de todas as grandezas do primário poderem ser representadas no secundário e vice-versa. Assim sendo o esquema equivalente do transformador passa a ter a forma da Figura 5.5.

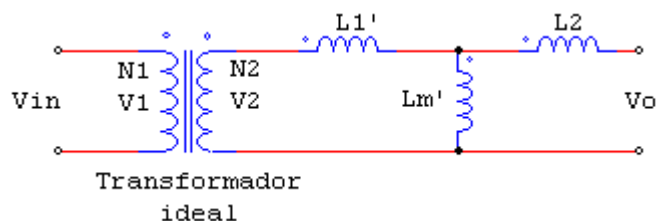


Figura 5.5 - Esquema equivalente do transformador com as grandezas referenciadas ao secundário.

O efeito que as indutâncias do primário têm no secundário é dado pelas expressões:

$$L_1' = \frac{L_1}{n^2},$$

$$L_m' = \frac{L_m}{n^2},$$
(5.13)

ou seja, todos os valores das grandezas do primário são divididos por n^2 . Caso fosse necessário referenciar tudo ao primário, os valores das grandezas do secundário seriam multiplicadas por n^2 .

5.4.4 - Validação do modelo equivalente para o transformador do *flyback*

Para validar o modelo foi construído o circuito da Figura 5.6, comparando-se depois a resposta do *flyback* original com a resposta do *flyback* já com o modelo equivalente. Os valores dos componentes foram escolhidos aleatoriamente, uma vez que o objectivo aqui é comprovar a igualdade dos dois circuitos.

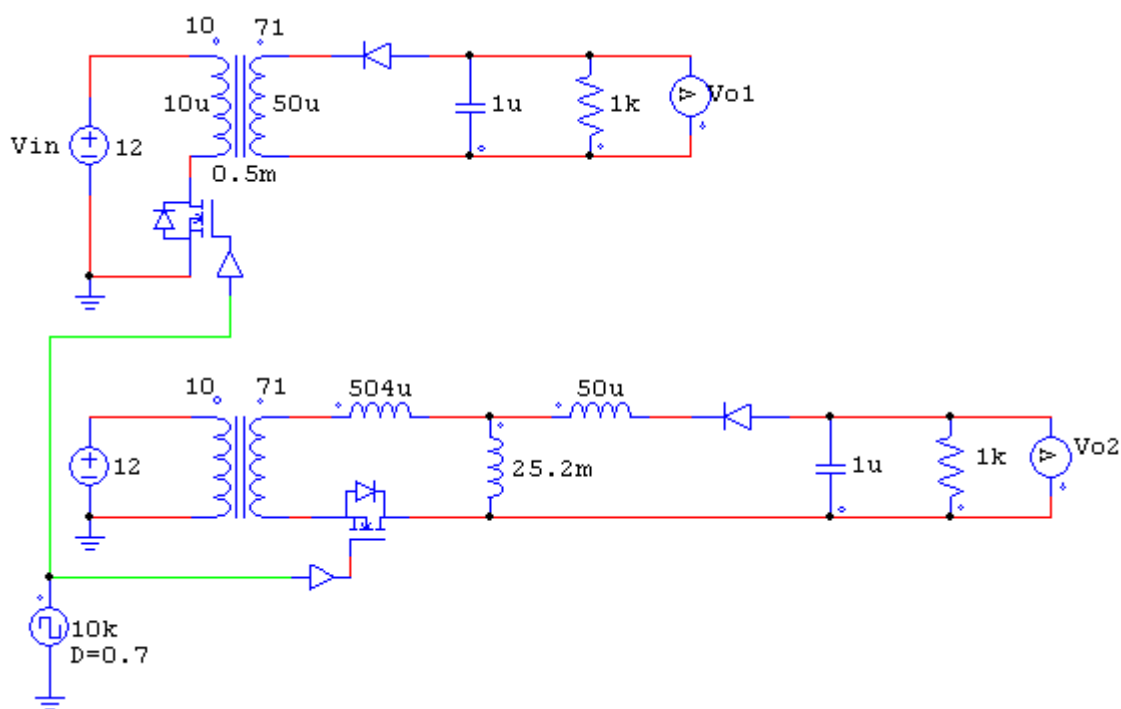


Figura 5.6 - Circuito simulação do *flyback* sem modelo equivalente (cima), e com modelo equivalente (baixo).

O resultado obtido está representado na Figura 5.7 onde se verifica que as respostas de ambos são totalmente coincidentes.

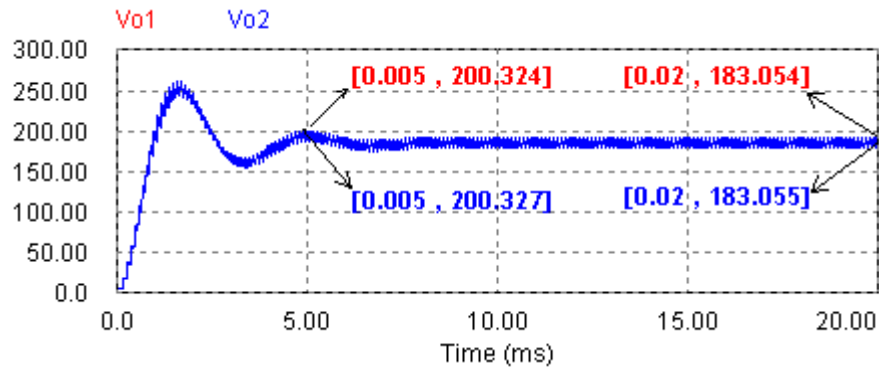


Figura 5.7 - Tensão de saída (V) do *flyback* sem modelo equivalente (Vo1), e com modelo equivalente (Vo2).

Na Figura 5.8 esta representada a diferença entre a resposta com modelo equivalente, e sem modelo equivalente ($Vo2-Vo1$), onde se verifica que o máximo valor desta diferença é de 22mV nos instantes iniciais, tendendo depois a estabilizar em cerca de 1mV.

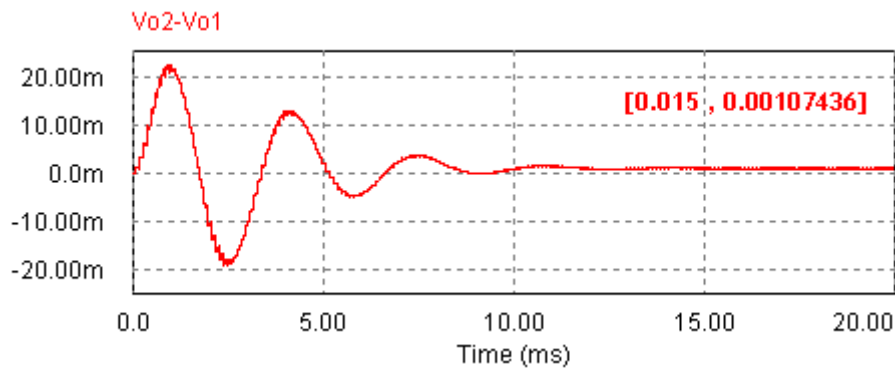


Figura 5.8 - Diferença entre as tensões de saída (V) sem modelo equivalente (Vo1), e com modelo equivalente (Vo2).

Com este teste foi possível comprovar que o modelo equivalente do transformador implementado substitui perfeitamente o transformador real do conversor *flyback*.

5.5 - Modelação em espaço de estados

São descritas na literatura várias técnicas de modelação de conversores [41], [42] e, apesar de os autores optarem por representações específicas das funções de saída, o resultado final é equivalente em quase todos os métodos. Em todos estes métodos propostos, a média e a linearização para pequenos sinais, são passos essenciais para a modelação de conversores PWM.

Nesta secção será discutida a modelação em espaço de estados. A descrição por espaço de estados da dinâmica de um sistema é uma parte importante das teorias de controlo moderno. Um modelo deste tipo baseia-se nas variáveis essenciais para a descrição da evolução dinâmica do sistema, e são estas variáveis que se utilizarão para se calcular o modelo de média posteriormente utilizado para se obter as equações para pequenos sinais.

5.5.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas

As variáveis de estado são escolhidas para que os seus valores num determinado momento permitam definir o estado de funcionamento do sistema. Estas variáveis mostram aspectos do passado que serão relevantes no futuro, ou seja, os seus valores iniciais são fundamentais para determinar o comportamento futuro do sistema.

Em sistemas eléctricos a escolha natural para estas variáveis são as correntes ou fluxos de fugas em bobinas e as tensões ou cargas em condensadores.

Para uma correcta descrição da dinâmica do sistema, para além das variáveis de estado, as entradas e saídas são também de igual importância.

As entradas são descritas por sinais externos tais como, formas de onda de tensão e corrente provenientes de fontes de alimentação, e são ainda descritas também por sinais que controlam o sistema. Estas variáveis podem ser controladas ou então ser originadas por perturbações sob as quais não se tem controlo, mas em qualquer um dos casos as leis que descrevem o seu comportamento aparecem no modelo em espaço de estados.

As saídas são valores mensuráveis do sistema, ou simplesmente grandezas cujo valor é de interesse para a análise. As saídas são descritas como funções do estado do sistema e das suas entradas.

5.5.2 - Equações de estado

A descrição por espaço de estados é uma forma canónica de escrever as equações diferenciais que descrevem um sistema.

Supondo um sistema com n variáveis de estado x_i , $i=1$ até n , e com m entradas u_j , $j=1$ até m , uma descrição em espaço de estados assume a forma do sistema de equações descrito de seguida:

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= \dot{x}_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \\ \frac{dx_2}{dt} &= \dot{x}_2(t) = f_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \\ &\vdots \\ \frac{dx_n}{dt} &= \dot{x}_n(t) = f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t).\end{aligned}\tag{5.14}$$

Estas expressões descrevem as variações instantâneas de cada uma das variáveis de estado em função dos argumentos indicados, ou seja, os valores instantâneos de todas as variáveis de estado, das entradas e do tempo.

Ainda associado a estas equações surgem as equações que descrevem as saídas. Considerando uma variável de saída $y_l(t)$ com $l=1$ até p , a função que descreve o seu funcionamento será do tipo:

$$y_l(t) = g_l(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t).\tag{5.15}$$

Esta equação mostra que as saídas são determinadas em qualquer instante de tempo pelas variáveis de estado e pelas entradas. Caso uma saída não seja desta forma é possível convertê-la definindo para isso variáveis de estado auxiliares.

A Figura 5.9 representa uma esquematização do modelo descrito pelas equações anteriores.

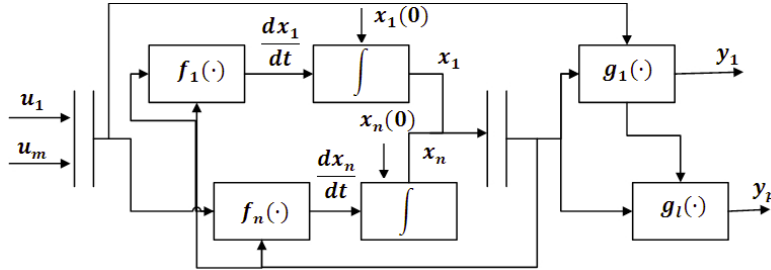


Figura 5.9 - Diagrama de blocos de uma modelização em espaço de estados.

5.5.3 - Obtenção da Função de Transferência do Sistema

A seguinte análise tem como objectivo descrever os passos necessários para a obtenção da função de transferência que relaciona a tensão de saída com o ciclo activo de um conversor. Seguindo uma modelação por espaço de estados esta função só poderá ser obtida após linearização do sistema de equações, uma vez que a expressão relacionará pequenas perturbações na tensão de saída com perturbações no valor do duty-cycle em torno de um ponto de funcionamento.

Os passos a efectuar são os seguintes:

1. Descrição das variáveis de estado para cada um dos estados do sistema.

Num conversor podem ser considerados três estados de funcionamento. Dois correspondentes ao estado on ou off dos transístores e um terceiro modo relativo à condução descontínua, que não será considerado.

Considerando $q(t)$ a função de controlo dos transístores, chega-se então às seguintes equações:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot v_d \quad \text{para } q(t) = 1, \quad (5.16)$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot v_d \quad \text{para } q(t) = 0, \quad (5.17)$$

onde o vector x é formado pelas variáveis de estado, A_1 e A_2 são matrizes de estado e B_1 e B_2 vectores de estado. A variável v_d representa a tensão de entrada.

A saída v_o será descrita com recurso às matrizes transportas C_1 e C_2 da seguinte forma:

$$v_o = C_1 \cdot x + E_1 \cdot v_d \quad \text{para } q(t) = 1, \quad (5.18)$$

$$v_o = C_2 \cdot x + E_2 \cdot v_d \quad \text{para } q(t) = 0. \quad (5.19)$$

2. Produzir um modelo de média usando o ciclo activo d.

A partir dos dois estados descritos e das equações apresentadas é então possível realizar a sua média, obtendo-se dessa forma as seguintes relações:

$$\dot{\bar{x}} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{x} + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{v}_d, \quad (5.20)$$

$$\bar{v}_o = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{x} + [E_1 \cdot d + E_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{v}_d. \quad (5.21)$$

onde $d = \frac{1}{q}$

3. Introduzir pequenas perturbações ac e separar em parte ac e dc.

As perturbações, representadas por \sim , são introduzidas nas quantidades DC em regime permanente (representadas por letras maiúsculas).

Deste modo, as variáveis de estado, entradas e saídas passam a ser representadas pela soma entre o termo DC e o termo ac, como descrito nas equações (5.22) até (5.24).

$$x = X + \tilde{x}, \quad (5.22)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o, \quad (5.23)$$

$$d = D + \tilde{d}. \quad (5.24)$$

De uma forma geral a tensão de entrada também é afectada por perturbações, contudo, e uma vez que o objectivo é obter uma função que relacione a tensão de saída com o ciclo activo, estas perturbações não serão consideradas a fim de simplificar a análise.

Assim sendo, considera-se a tensão de entrada constante como representado na equação (5.25).

$$v_d = V_d. \quad (5.25)$$

Utilizando as relações (5.22) até (5.25) e sabendo que a derivada de X é zero, obtém-se as equações que se seguem. (Os termos de segunda ordem foram desprezados, uma vez que não serão considerados na linearização).

$$\dot{\tilde{x}} = AX + BV_d + A\tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}, \quad (5.26)$$

onde,

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1-D), \quad (5.27)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1-D). \quad (5.28)$$

A partir da equação (5.26) facilmente se obtém a expressão que descreve o regime permanente do sistema, bastando para isso igualar as perturbações e as suas derivadas a zero.

$$AX + BV_d = 0. \quad (5.29)$$

Utilizando este resultado em (5.26) define-se então a equação linear do sistema da seguinte forma:

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + \left[(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d \right] \cdot \tilde{d}, \quad (5.30)$$

Utilizando agora as equações (5.22) até (5.25) em (5.21) obtém-se a expressão para a variável de saída, descrita pela equação (5.31).

$$V_o + \tilde{v}_o = CX + EV_d + C\tilde{x} + \left[(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_d \right] \cdot \tilde{d}, \quad (5.31)$$

em que a matriz C é definida da mesma forma que A e B:

$$C = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D), \quad (5.32)$$

$$E = E_1 \cdot D + E_2 \cdot (1 - D). \quad (5.33)$$

A equação relativa ao regime permanente é:

$$V_o = CX + EV_d, \quad (5.34)$$

e portanto,

$$\tilde{v}_o = C\tilde{x} + \left[(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_d \right] \cdot \tilde{d}. \quad (5.35)$$

Neste ponto é possível definir a equação de transferência relativa ao regime permanente, que será dada pela equação (5.36).

$$\frac{V_o}{V_d} = -CA^{-1}B + E. \quad (5.36)$$

4. Passagem das equações lineares para o domínio s.

Utilizando a transformada de Laplace na equação (5.30) chega-se à seguinte igualdade:

$$s \cdot \tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + \left[(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d \right] \cdot \tilde{d}(s). \quad (5.37)$$

Após alguma manipulação de (5.37) é então possível obter a expressão para a perturbação de x no domínio s, sendo a mesma descrita pela equação seguinte:

$$\tilde{x}(s) = [sI - A]^{-1} \cdot \left[(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d \right] \cdot \tilde{d}(s). \quad (5.38)$$

Na equação anterior I representa a matriz identidade. Utilizando esta relação na equação de saída (5.35) e expressando o vector de estado em função do ciclo activo é então possível obter a função de transferência do sistema $T_p(s)$.

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot [sI - A]^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_d]. \quad (5.39)$$

5.6 - Modelação do conversor *flyback* em espaço de estados

Atendendo às características do conversor *flyback* abordadas na secção 5.2, ao seu circuito, representado na Figura 5.10 por simplicidade, e considerando para esta modelação V_o a saída e V_{in} a entrada do conversor, uma vez que o valor da fonte (bateria), e do transformador não são influenciados pelo seu modo de funcionamento, as equações que modelam este conversor serão idênticas às equações que modelam um conversor *buck-boost* [43].

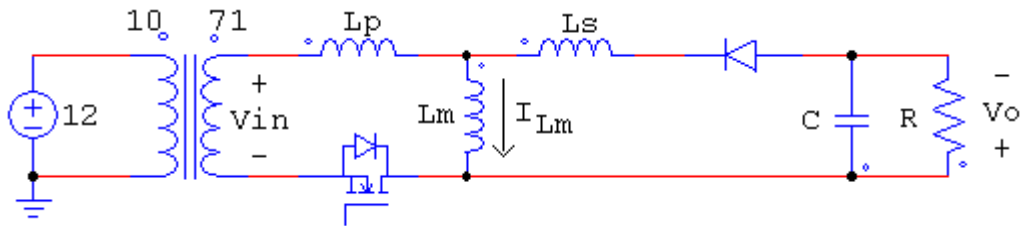


Figura 5.10 - Circuito do conversor *flyback* com o modelo equivalente do transformador.

Assim sendo, as variáveis para o modelo em espaço de estados serão escolhidas conforme a Tabela 5.1

Tabela 5.1 - Variáveis para o modelo em espaço de estados.

| Variáveis de estado | | Variáveis de saída | | Variáveis de entrada | |
|-----------------------|----------------------|--------------------|----------|----------------------|-------------|
| Corrente na bobine | $\frac{di_{Lm}}{dt}$ | Tensão de saída | $v_o(t)$ | Tensão de entrada | $v_{in}(t)$ |
| Tensão no condensador | $\frac{dv_C}{dt}$ | | | Duty-cycle | $q(t)$ |

Iniciando a análise para a situação em que $q(t)=1$ obtêm-se o seguinte esquema eléctrico:

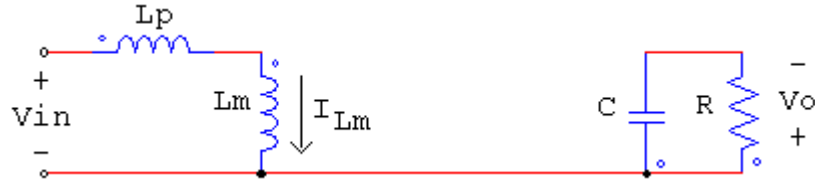


Figura 5.11 - Circuito do conversor quando $q(t) = 1$.

Analisando o esquema da Figura 5.11 e atendendo aos dados da Tabela 5.1 chega-se então as relações seguintes:

$$\begin{aligned} v_{Lp}(t) &= L_p \frac{di_{Lm}}{dt} \\ v_{Lm}(t) &= L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = v_{in}(t) - v_{Lp}(t) \Rightarrow \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{1}{L_p + L_m} v_{in}(t), \end{aligned} \quad (5.40)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c(t)}{R} \Rightarrow \frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{C \cdot R} v_c(t), \quad (5.41)$$

$$v_o(t) = v_c(t). \quad (5.42)$$

Por sua vez as equações (5.40) a (5.42) permitem obter o modelo de estado para $q(t)=1$ representado pelas relações se seguem:

$$\begin{bmatrix} di_{Lm} \\ dv_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_p + L_m} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot v_{in}, \quad (5.43)$$

$$[v_o] = \underbrace{[0 \quad 1]}_{C_1} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_c \end{bmatrix} + \underbrace{[0]}_{E_1} \cdot v_{in}. \quad (5.44)$$

Realizando agora a mesma análise para o segundo estado de funcionamento, $q(t)=0$, obtém-se então o esquema eléctrico da Figura 5.12, descrito pelas equações que se seguem.

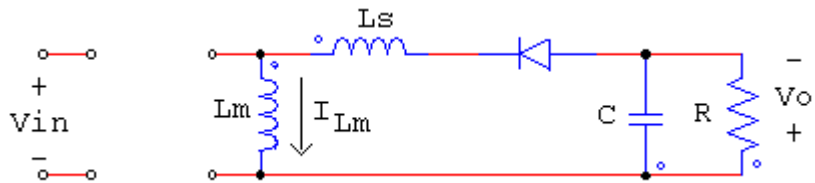


Figura 5.12 - Circuito do conversor quando $q(t) = 0$.

$$\begin{aligned}
v_{Ls}(t) &= L_s \frac{di_{Lm}}{dt} \\
v_{Lm}(t) &= L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = v_C(t) - v_{Ls}(t) \quad \Rightarrow \quad \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{1}{L_s + L_m} v_C(t),
\end{aligned} \tag{5.45}$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C}{dt} = -i_{Lm}(t) - \frac{v_C(t)}{R} \quad \Rightarrow \quad \frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{C} i_{Lm}(t) - \frac{1}{C \cdot R} v_C(t), \tag{5.46}$$

$$v_O(t) = v_C(t). \tag{5.47}$$

Do mesmo modo que para o período de funcionamento $q(t)=1$ as equações de estado para $q(t)=0$ serão:

$$\begin{bmatrix} di_{Lm} \\ dv_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s + L_m} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}}_{A_2} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot v_{in}, \tag{5.48}$$

$$\begin{bmatrix} v_O \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_2} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{E_2} \cdot v_{in}. \tag{5.49}$$

Utilizando as relações (5.43), (5.44) e as relações (5.48), (5.49) e desenvolvendo para se obter o modelo de média dado por (5.20) e (5.21) chega-se então as expressões (5.50) e (5.51) que descrevem este conversor segundo um modelo de média em espaço de estados.

$$\begin{bmatrix} \dot{\overline{i_{Lm}}} \\ \dot{\overline{v_C}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s + L_m}(1-d) \\ -\frac{1}{C}(1-d) & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_{Lm}} \\ \overline{v_C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s + L_m} \cdot d \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \overline{v_{in}}, \tag{5.50}$$

$$\begin{bmatrix} \overline{v_O} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_{Lm}} \\ \overline{v_C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \cdot \overline{v_{in}}. \tag{5.51}$$

A linearização é efectuada da forma descrita anteriormente na secção 6.5.3 no terceiro ponto. Utilizando então as equações (5.30) e (5.35) juntamente com as equações que descrevem o modelo de média obtém-se o seguinte resultado para o modelo linearizado:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{Lm} \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s + L_m}(1-D) \\ -\frac{1}{C}(1-D) & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_m + L_p} - \frac{V_c}{L_m + L_s} \\ \frac{I_{Lm}}{C} \end{bmatrix}}_{(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_{in}} \cdot \tilde{d}, \quad (5.52)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_o \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lm} \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in}}_{(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_{in}} \cdot \tilde{d}. \quad (5.53)$$

Com estes resultados pode-se então chegar à função de transferência aplicando a estes modelos a equação (5.39).

$$T_v(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{I_{Lm}}{C} \cdot \frac{s - \frac{(D-1)}{I_{Lm}} \cdot \left(\frac{V_c}{L_m + L_s} - \frac{V_{in}}{L_m + L_p} \right)}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{(D-1)^2}{(L_m + L_s) \cdot C}}. \quad (5.54)$$

A equação (5.54) representa a função de transferência do conversor, relacionando as variações da tensão de saída com as variações no ciclo activo. Este resultado será muito importante para o projecto de um controlador eficiente.

A análise feita até aqui impõe que o controlo seja baseado em controlo da tensão de saída. Contudo pode-se também realizar um controlo em corrente. Para isso seria necessário obter uma função de transferência que relaciona-se a corrente de saída com o ciclo activo.

Em tudo semelhante ao modelo em tensão deduzido, a única diferença para um modelo em corrente passaria por considerar uma diferente variável de saída, no caso $i_o(t)$.

Sabendo que a corrente de saída para cada um dos estados considerados é dada por:

$$i_o(t) = \frac{1}{R} \cdot v_o(t). \quad (5.55)$$

Substituindo então no modelo anterior a tensão de saída pela corrente o modelo de média toma a forma seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{Lm} \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s + L_m}(1-d) \\ -\frac{1}{C}(1-d) & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_p + L_m} \cdot d \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{v}_{in}, \quad (5.56)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lm} \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} + [0] \cdot \bar{v}_{in}. \quad (5.57)$$

obtendo-se o modelo linearizado:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{Lm} \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_s + L_m}(1-D) \\ -\frac{1}{C}(1-D) & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_m + L_p} - \frac{V_c}{L_m + L_s} \\ \frac{I_{Lm}}{C} \end{bmatrix}}_{(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_{in}} \cdot \tilde{d}, \quad (5.58)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_o \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}}_C \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lm} \\ V_c \end{bmatrix} + [0] \cdot V_{in}}_{(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_{in}} \cdot \tilde{d}. \quad (5.59)$$

dando origem à seguinte função de transferência:

$$T_i(s) = \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{I_{Lm}}{R \cdot C} \cdot \frac{s - \frac{(D-1)}{I_{Lm}} \cdot \left(\frac{V_c}{L_m + L_s} - \frac{V_{in}}{L_m + L_p} \right)}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{(D-1)^2}{(L_m + L_s) \cdot C}}. \quad (5.60)$$

A equação (5.60) representa a função de transferência do conversor, relacionando as variações da corrente de saída com as variações no ciclo activo.

5.7 - Verificação da validade dos modelos obtidos para o conversor *flyback*

Para verificar a validade das equações apresentadas, recorreu-se novamente aos simuladores PSIM e MATLAB. O MATLAB foi utilizado para simular o modelo de média em espaço de estados, recorrendo-se para isso ao Simulink onde se criou um esquema como o da Figura 5.13. No PSIM realizou-se a simulação de dois circuitos eléctricos, um capaz de simular o comportamento real do conversor representado na Figura 5.14, onde se controla a base do transistor em malha aberta com uma onda PWM genérica, e um outro circuito capaz de simular a média do conversor. Uma vez mais os valores dos componentes foram escolhidos aleatoriamente, pois o objectivo aqui é comparar a resposta dos dois simuladores.

Note-se que o circuito da Figura 5.14 é igual ao da Figura 5.10, apenas se mudou a posição dos componentes para tornar a comparação com o circuito do modelo de media mais intuitiva.

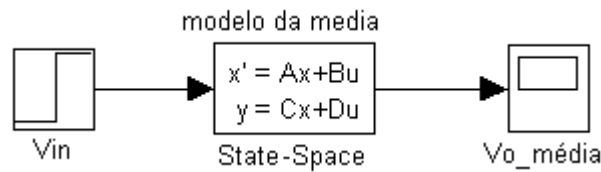


Figura 5.13 - Simulação do modelo de média em Simulink.

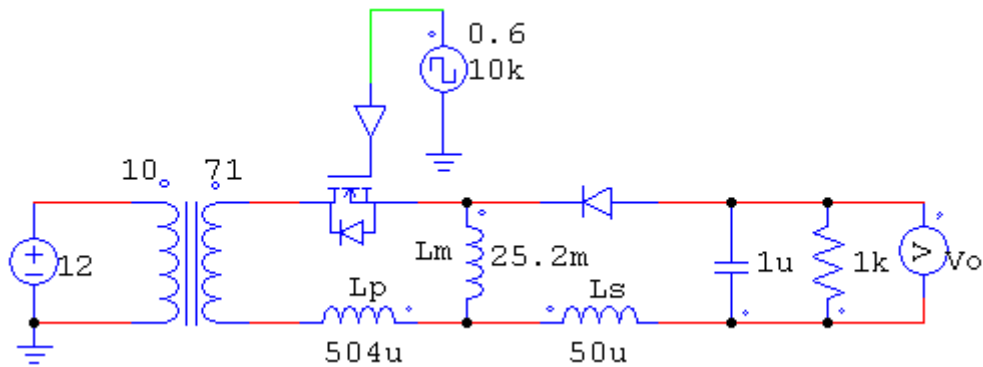


Figura 5.14 - Circuito simulação de valores instantâneos do conversor em PSIM.

Para construir um circuito no PSIM que simule a média do conversor, recorreu-se ao modelo de média de comutação para conversores de altas-frequências Figura 5.15 (b).

Este procedimento consiste em substituir todos os “interruptores” que existam no circuito original pelo modelo de média. Este modelo possui um ponto médio e duas posições de funcionamento, ou seja, permite substituir dois “interruptores” que existam no circuito original e que comutem alternadamente [41] e [42]. Uma vez que este conversor só tem dois elementos que funcionem como interruptor, o transistor e o diodo, e comutam alternadamente, quando um conduz o outro não só é necessário usar um modelo de media de comutação.

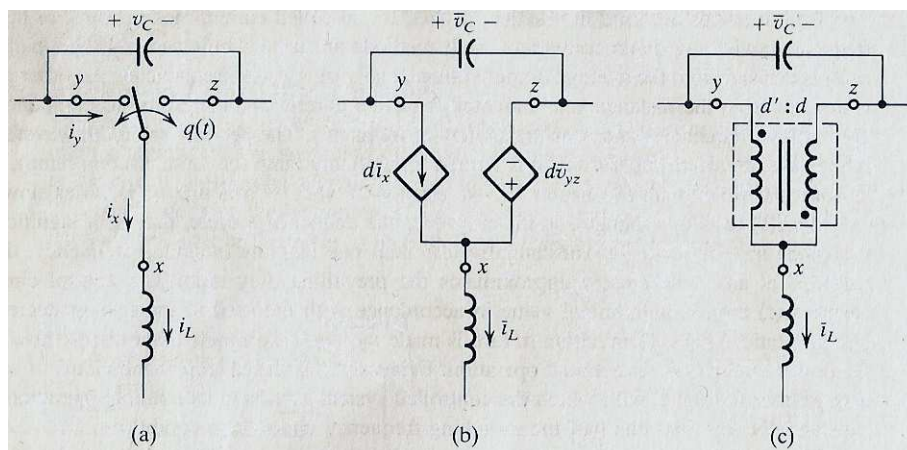


Figura 5.15 - (a) Modelo de comutação para conversores de altas-frequências. (b) modelo aproximado de media de comutação para condução contínua com duty-cycle d , usando fontes controladas. (c) modelo aproximado de media de comutação usando um transformador ideal; $d' = 1 - d$ [41].

Substituindo então o transistor e o diodo pelo modelo de média da Figura 5.15 (b) uma vez que é este que nos permita a variação do ciclo activo, obtemos o circuito da Figura 5.16.

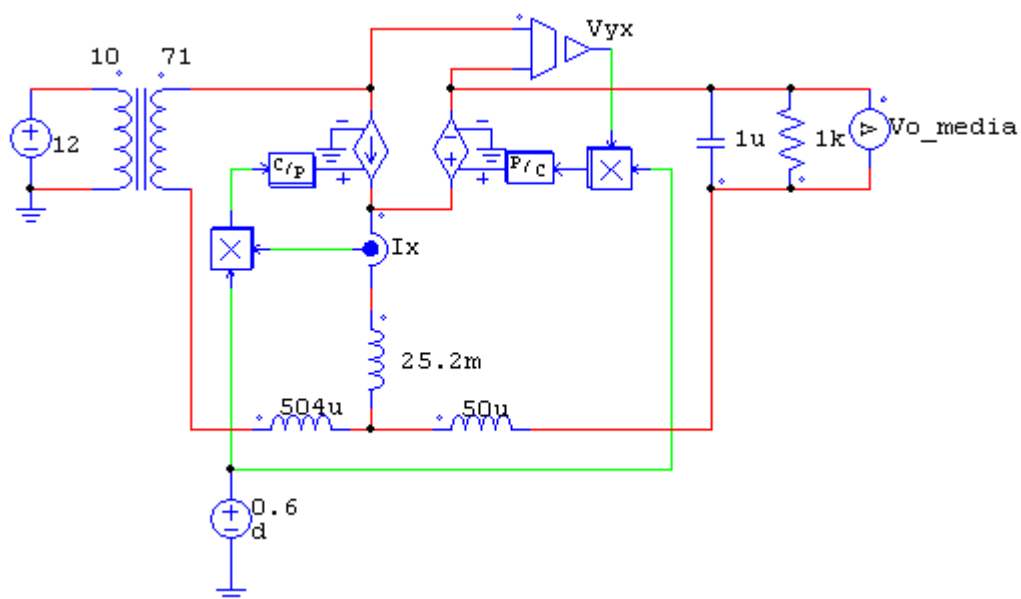


Figura 5.16 - Circuito simulação do modelo de média do conversor em PSIM.

Os resultados obtidos estão representados nas figuras seguintes:

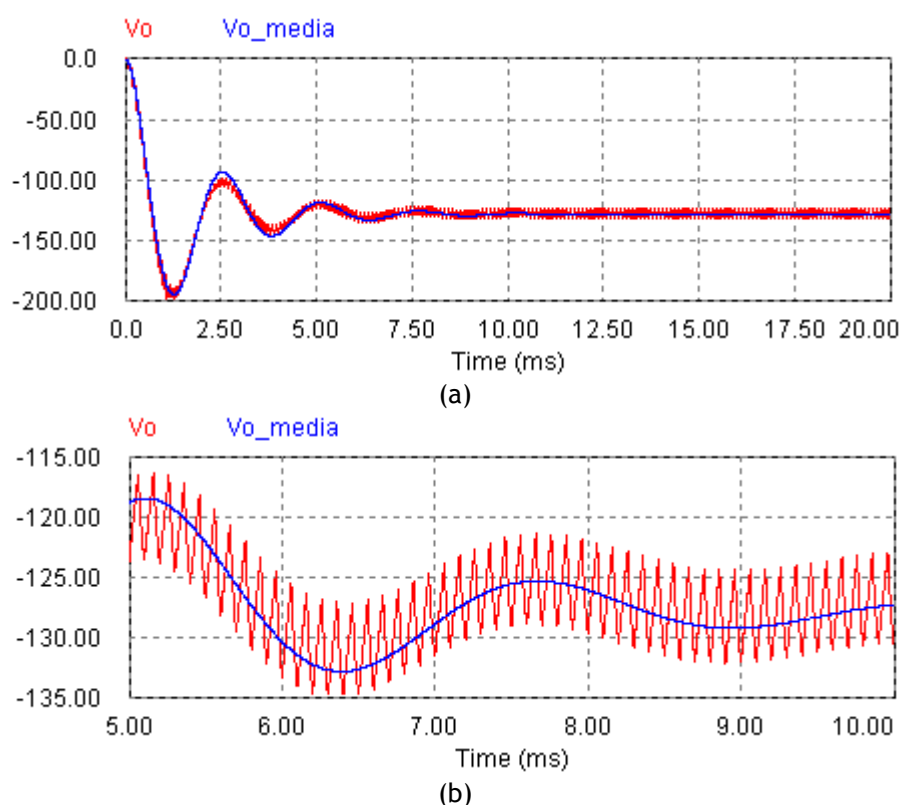


Figura 5.17 - (a) Resposta da saída do circuito instantâneo (Vo) e do circuito de média (Vo_media). (b) fracção pormenorizada de (a).

Como se pode observar através da Figura 5.17, o circuito de média da Figura 5.16 (Vo_media) simula correctamente a média do circuito instantâneo da Figura 5.14 (Vo).

Comparando agora a resposta do modelo de média implementado em PSIM com a resposta das equações do modelo de media implementado em Simulink obteve-se os seguintes resultados:

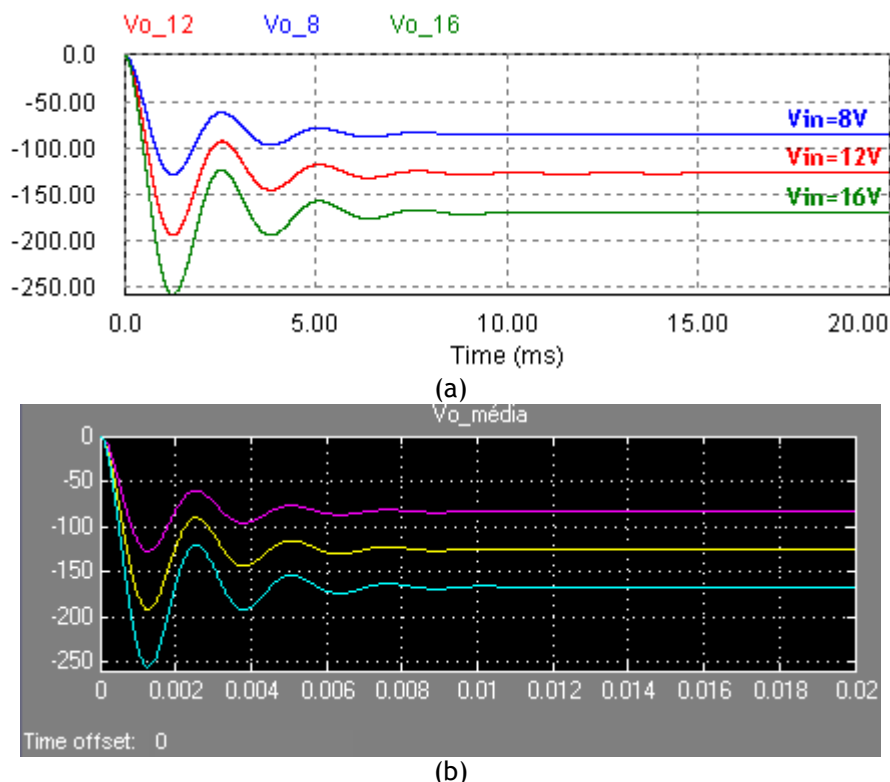


Figura 5.18 - Respostas obtidas com o modelo de média para $V_{in}=8V$ (cima), $V_{in}=12V$ (meio) e $V_{in}=16V$ (baixo), todas com $R=1k\Omega$, nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b).

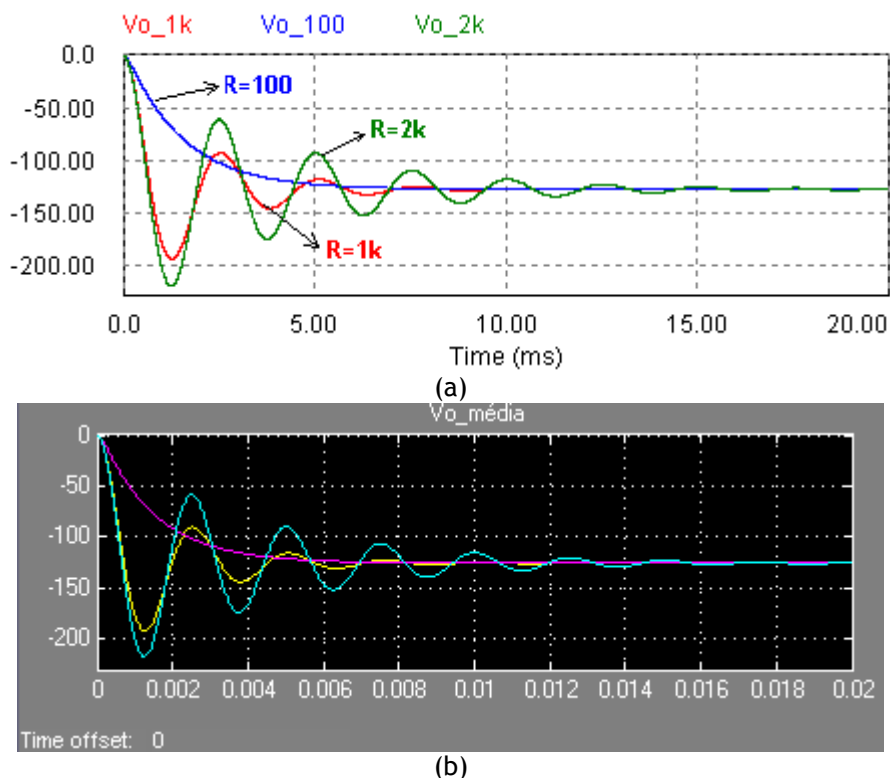


Figura 5.19 - Respostas obtidas com o modelo de média para $R=100\Omega$, (cima), $R=1k\Omega$, (meio) e $R=2k\Omega$, (baixo), todos com $V_{in}=12V$, nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b).

Pela análise das figuras anteriores pode-se observar que os resultados obtidos em Matlab (modelo de média em espaço de estados) são iguais aos resultados obtidos pela média simulada em PSIM. Este resultado comprova que as equações deduzidas descrevem correctamente o funcionamento do conversor em estudo. Comprovada a validade do modelo de média pode-se então partir para a verificação do modelo de linearização.

Para simular o modelo linearizado no PSIM, recorreu-se ao modelo de media de comutação linearizado para conversores de altas-frequências, representado na Figura 5.20.

Substituindo de novo o transistor e o diódo desta vez pelo modelo linearizado de comutação obtém-se o circuito da Figura 5.21.

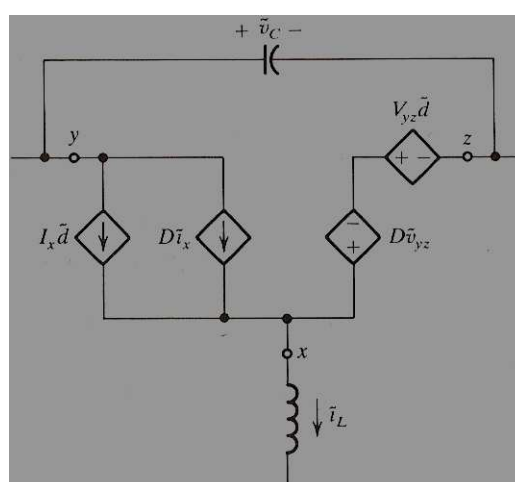


Figura 5.20 - Modelo de media de comutação linearizado para conversores de altas-frequências [41].

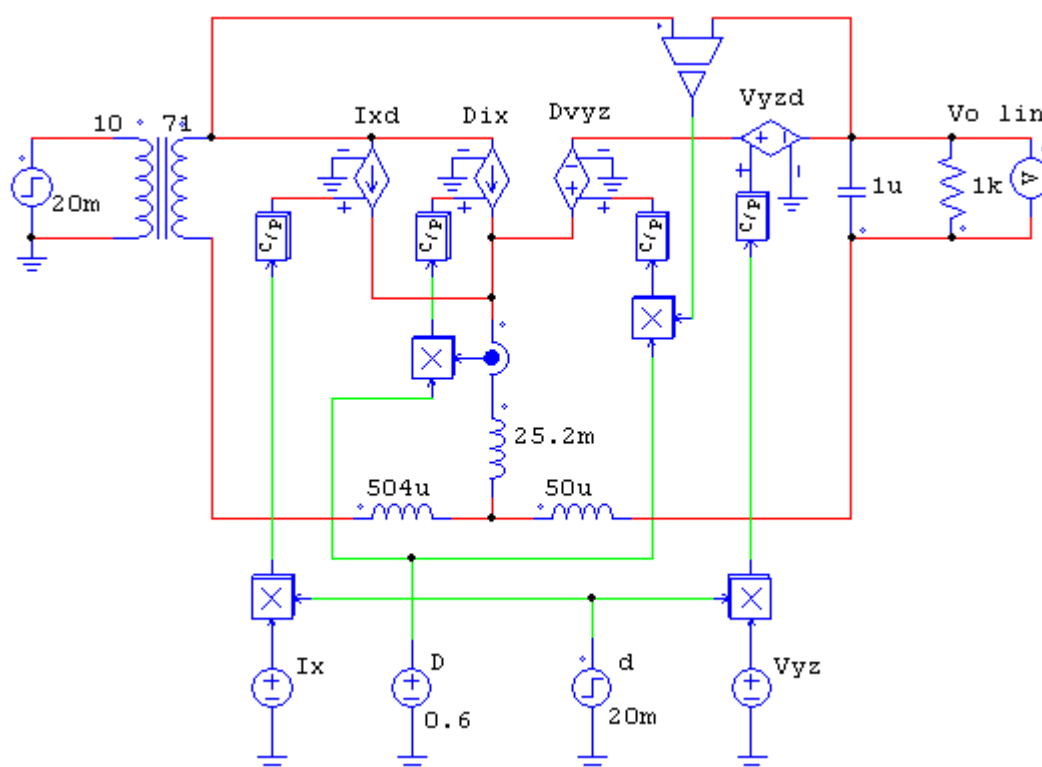


Figura 5.21 - Circuito simulação do modelo de linearização do conversor em PSIM.

Os parâmetros DC usados no modelo de linearização (I_x e V_{yz}) foram medidos no modelo de média depois do sistema estabilizar tendo sido fornecido um ciclo activo $D=0.6$ e $V_{in}=12V$. Neste circuito foi introduzida a possibilidade de no instante $t=20ms$ alterar o valor de \tilde{v}_{in} ou \tilde{d} .

A simulação do modelo de linearização no Simulink é semelhante ao modelo de média, como se pode verificar pela Figura 5.22.

Todos os resultados têm como pressuposto pequenas variações no ciclo activo, (variações não superiores a 10%) uma vez que este modelo só se aplica dentro desta gama de valores.

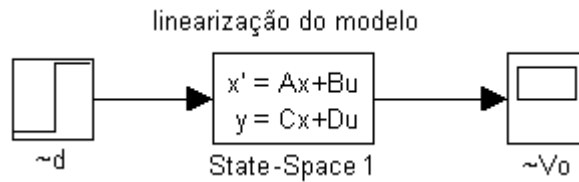
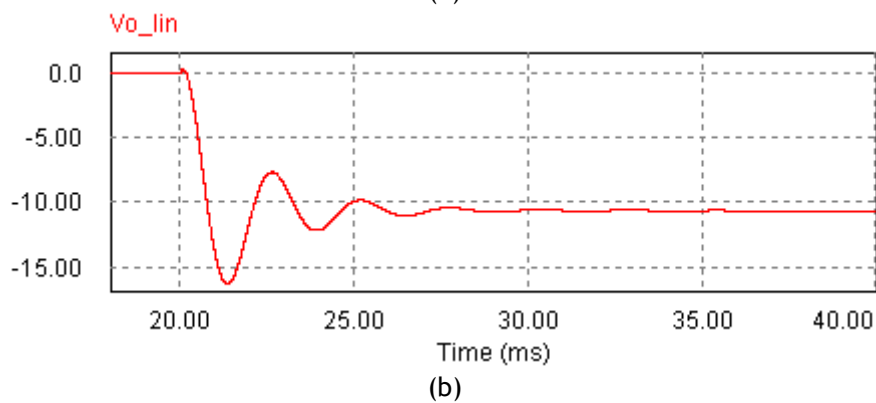
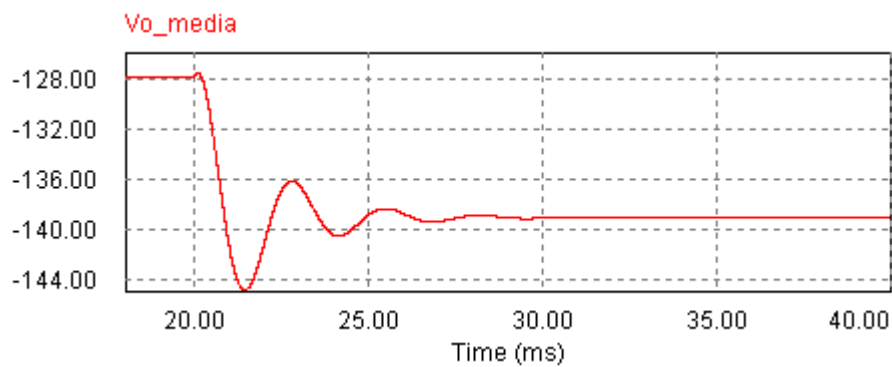
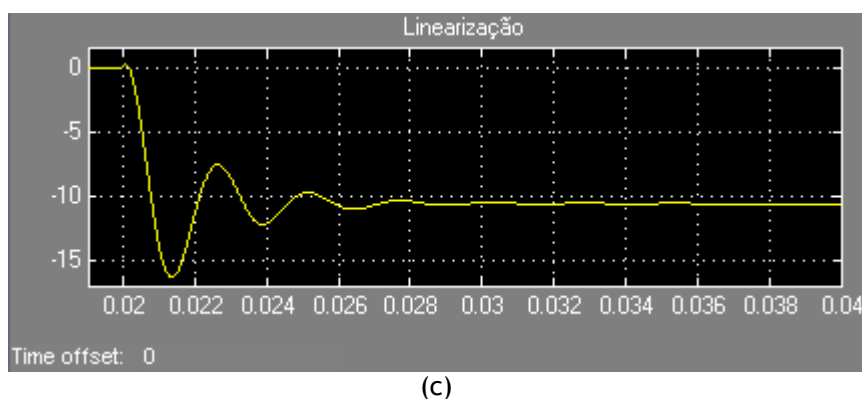


Figura 5.22 - Simulação da linearização do modelo de média em Simulink.

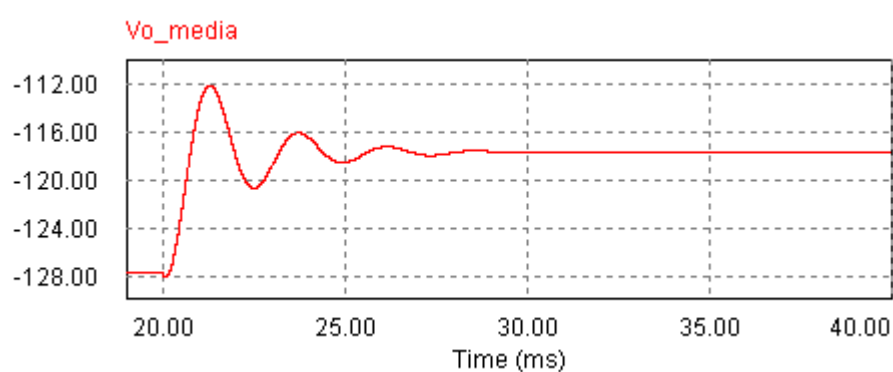
Os resultados obtidos foram os seguintes:



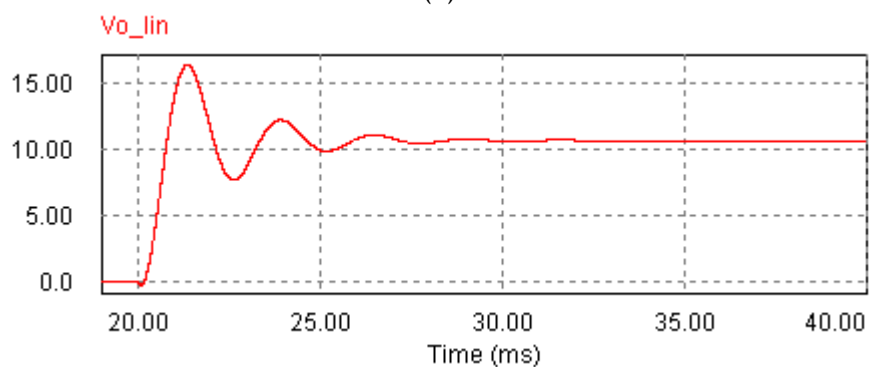


(c)

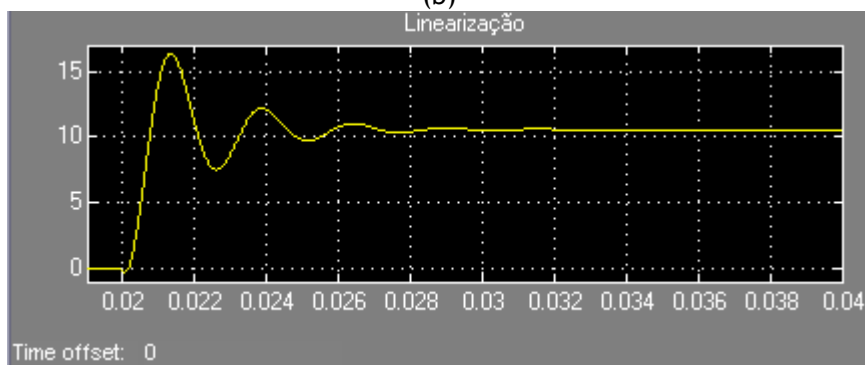
Figura 5.23 - Respostas obtidas (V) quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d}=0.02$, no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 5.24 - Respostas obtidas (V) quando se diminui o ciclo activo $\tilde{d} = -0.02$, no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink (c).

Após verificar o comportamento do sistema quando sujeito a variações do ciclo activo, estuda-se agora a sua resposta quando a entrada V_{in} é sujeita a variações.

Na simulação em Simulink não é possível provocar uma variação na entrada V_{in} , pois a única entrada deste sistema é as variações do ciclo activo, uma vez que inicialmente se considerou que o valor de entrada não sofria variações.

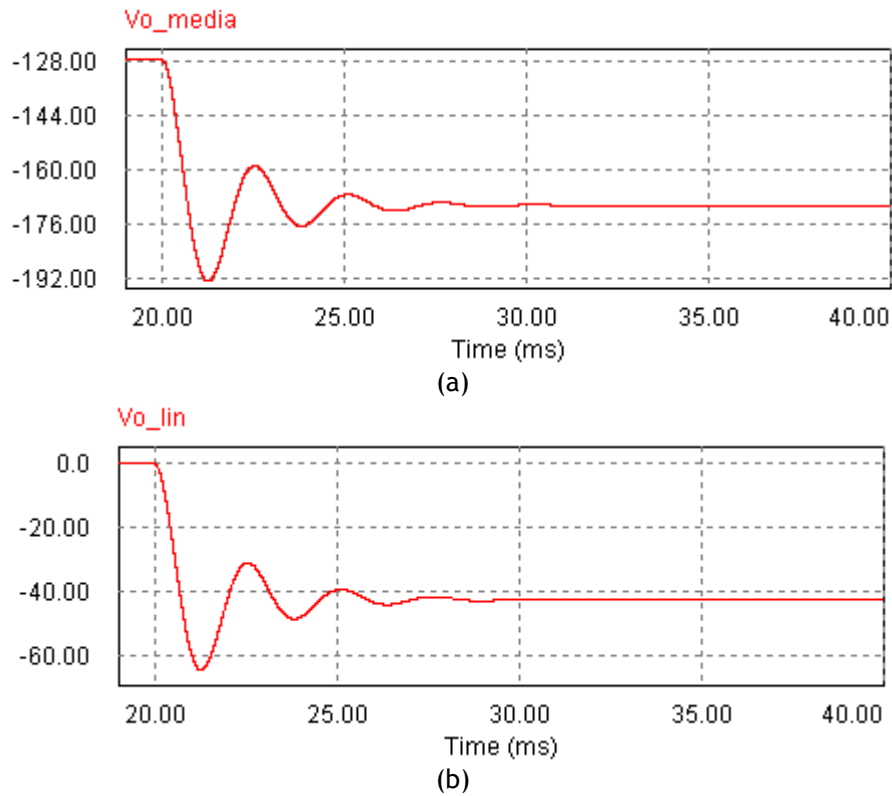
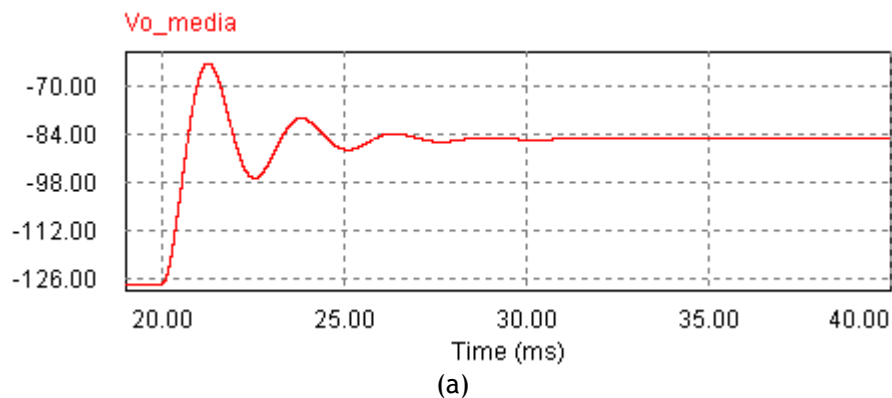


Figura 5.25 - Respostas obtidas (V) quando se aumenta a tensão de entrada $\tilde{v}_{in} = 4V$ no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b).



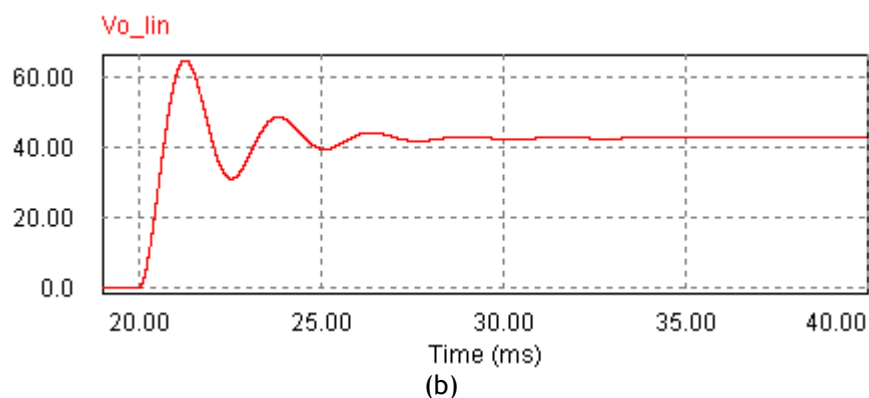


Figura 5.26 - Respostas obtidas (V) quando se diminui a tensão de entrada $\tilde{v}_{in} = -4V$ no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b).

Os resultados obtidos apresentam um comportamento esperado, uma vez que a variação causada pelas variações do ciclo activo apresentam a mesma magnitude nos dois simuladores, comprovando a validade do modelo linearizado deduzido.

Verificada a validade dos modelos de média e de linearização da média, passa-se agora para a validação da função de transferência $T_V(s)$ (5.54).

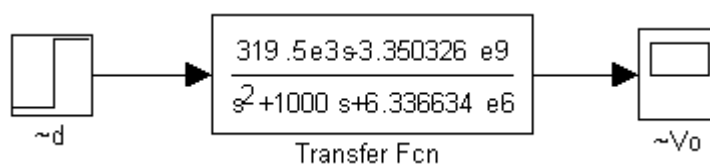
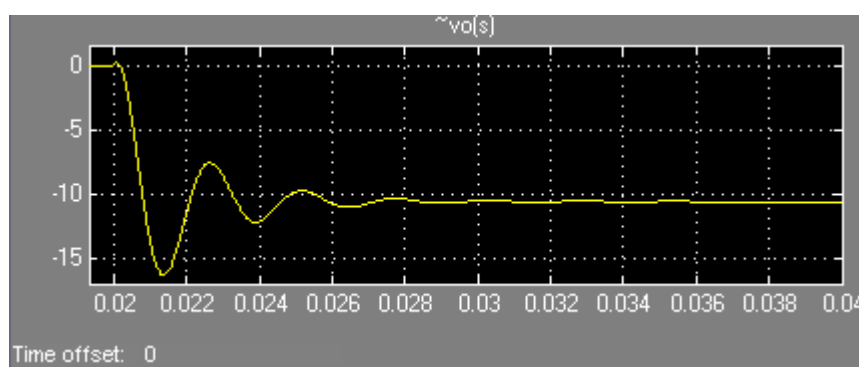


Figura 5.27 - Simulação da função de transferência $T_V(s)$ em Simulink.

Utilizando de novo o Simulink implementou-se o circuito da Figura 5.27 e os resultados obtidos foram os seguintes:



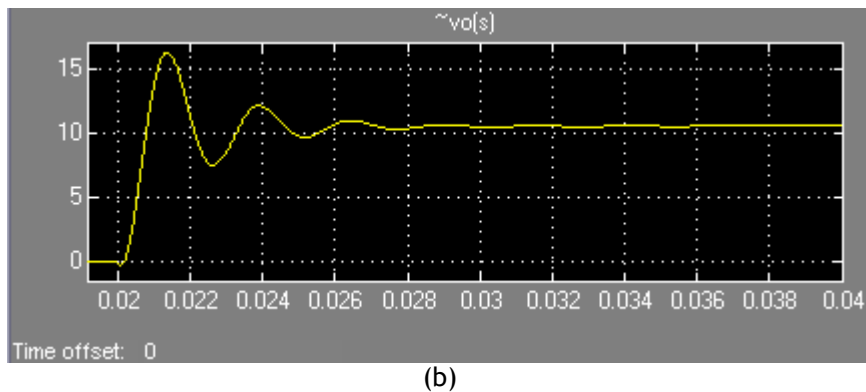
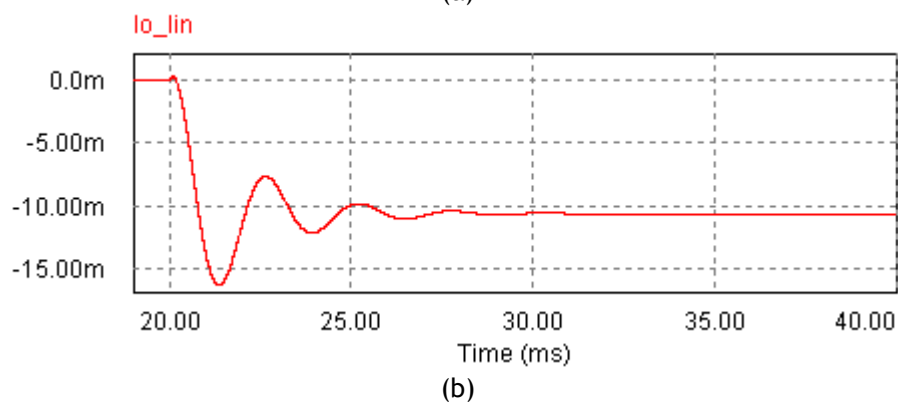
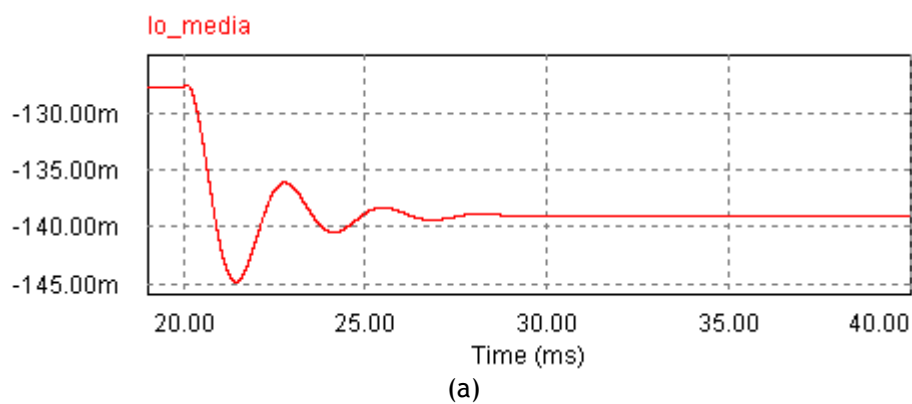


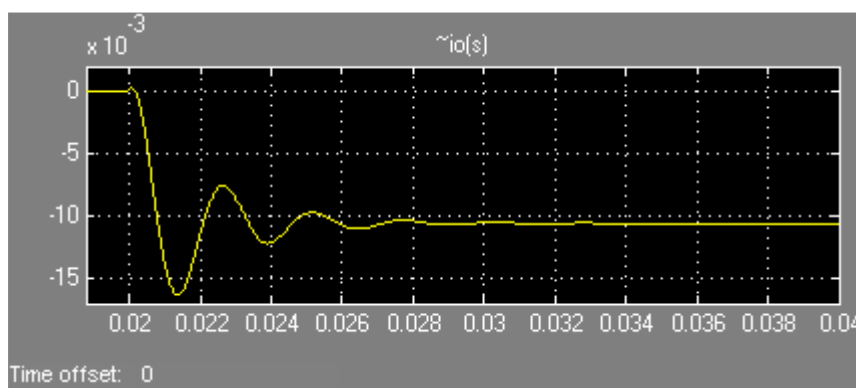
Figura 5.28 - Resultados obtidos (V) na simulação da função de transferência quando a variação do ciclo activo é: $\tilde{d} = 0.02$ (a), e $\tilde{d} = -0.02$ (b).

Comparando estes resultados com os resultados da Figura 5.23 e Figura 5.24, verifica-se que as respostas são iguais, concluindo-se assim, que a função de transferência determinada relaciona correctamente as variações da tensão de saída, com as variações do ciclo activo.

Tal como anteriormente e de modo a comprovar a validade da função de transferência em corrente (5.60), realizou-se a mesma simulação utilizada para comprovar a validade dos modelos para tensão.

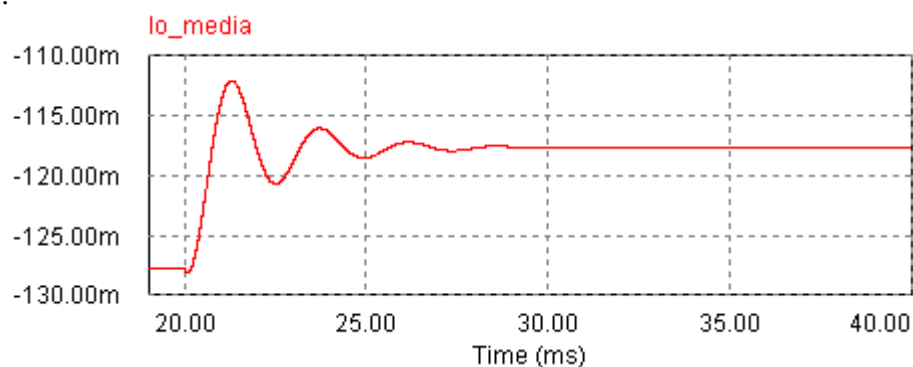
Os resultados estão representados nas imagens seguintes.



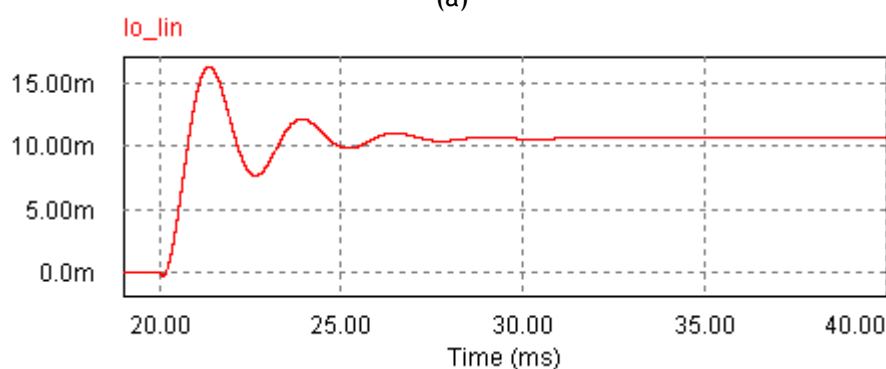


(c)

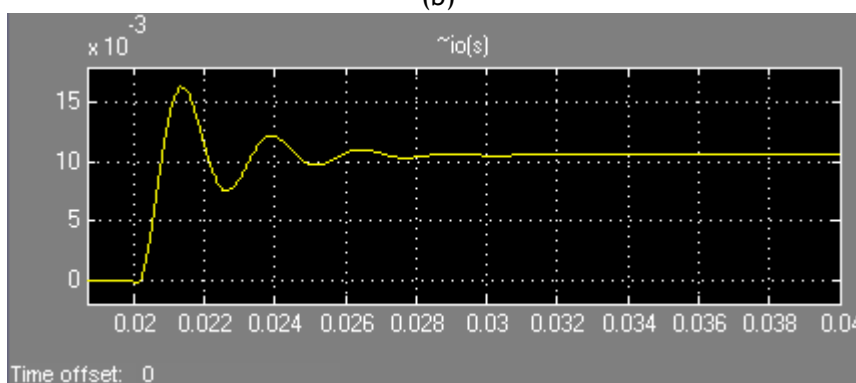
Figura 5.29 - Respostas obtidas (A) quando se aumenta o ciclo activo $\tilde{d} = 0.02$, no circuito de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), na função de transferência em corrente simulado em Simulink (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 5.30 - Respostas obtidas (A) quando se diminui o ciclo activo $\tilde{d} = -0.02$, no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), na função de transferência em corrente simulado em Simulink (c).

Pelas figuras anteriores verifica-se que as respostas nos dois simuladores são iguais, concluindo-se assim, que a função de transferência (5.60) relaciona correctamente as variações da corrente de saída, com as variações do ciclo activo.

5.8 - Conclusão

Neste capítulo foi calculado um modelo de média, um modelo linearizado da média, e determinadas as funções de transferência de tensão e corrente do conversor *flyback*. Estes parâmetros foram devidamente validados através da comparação das respostas obtidas nos dois simuladores utilizados. Estes resultados obtidos são muito importantes para a correcta determinação do controlador, que será feita no capítulo seguinte.

Capítulo 6

Controlador

6.1 - Introdução

Neste capítulo é feita uma análise à configuração da estrutura do controlador, estuda-se a malha de realimentação, são analisados os vários tipos de compensadores, implementa-se um controlador adequado ao conversor *flyback* e testa-se esse controlador registando-se os valores obtidos.

O capítulo inicia com a configuração e funcionamento que a malha de realimentação deve ter, passando depois para uma análise ao ganho da malha de realimentação. É exposto vários métodos de verificar a estabilidade do sistema em malha fechada.

Prossegue com as características dos controladores onde são descritos os compensadores do tipo PI, PD e PID. Seguidamente é implementado e testado no Matlab um controlador para o conversor *flyback*, e determinado um compensador do tipo PI para tornar o sistema estável. Posteriormente implementa-se a malha de realimentação e analisa-se a sua resposta a um degrau e a sua capacidade de rejeição ao ruído.

Este capítulo termina com um teste ao controlador elaborado em PSIM, onde se observa a resposta do conversor quando sujeito a variações de carga. Finalmente é ensaiado em PSIM e registado os resultados obtidos do sistema completo de alimentação, onde inclui o modelo da lâmpada a funcionar como carga, o ramo *take-over*, o circuito de ignição, o conversor DC-AC e o conversor DC-DC *flyback* com a sua respectiva malha de realimentação.

6.2 - Configuração

Em aplicações com conversores, a tensão e a corrente de saída dependem de vários elementos, entre eles o duty-cycle, as perturbações externas, a tolerância dos elementos utilizados, o tipo de carga entre outros.

No caso de conversores DC-DC é desejável que à saída se obtenha uma tensão ou corrente constantes, mesmo na presença de todas as perturbações mencionadas. Apesar das técnicas existentes para a construção de conversores, o que lhes pode conferir imunidade à maioria das perturbações externas, não se pode garantir que a escolha por determinado ciclo activo leve a que a saída se mantenha dentro da gama de valores desejável. Assim sendo é

necessário recorrer a técnicas de realimentação que permitam o controlo das grandezas desejadas.

A realimentação consiste na construção de um circuito que automaticamente ajusta o ciclo activo do conversor de forma a obter-se a saída desejada com boa regulação, mesmo na presença de perturbações. Com esta técnica confere-se sempre boa performance aos conversores.

A figura que se segue representa o diagrama de um sistema com realimentação.

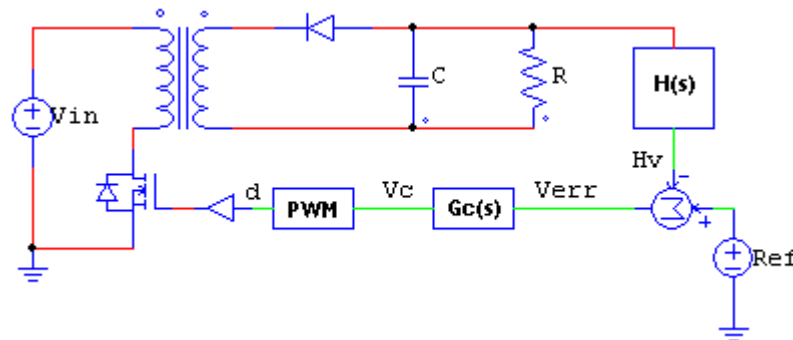


Figura 6.1 - Conversor *flyback* com realimentação.

Esta técnica consiste na obtenção de um sinal de erro (V_{err}) gerado pela diferença entre o valor real da grandeza a controlar, medido por um sensor $H(s)$, e entre um valor de referência (Ref) [42]. A referência normalmente representa o valor desejado para a grandeza em análise. O sinal de erro será analisado por um compensador ($G_c(s)$), originando na saída um sinal de controlo que servirá para a geração da onda PWM apropriada para levar o conversor para o ponto de funcionamento desejado. O compensador tenta tornar verdadeira a relação $Hv=Ref$, ou seja, tornar o erro igual a zero.

6.3 - Malha de realimentação

Para se projectar um sistema com realimentação eficiente é necessário conhecer a função de transferência em malha aberta, neste caso já calculada no Capítulo 5. Com esta informação pode-se estudar os efeitos da malha de realimentação nas grandezas de controlo, ou seja, no comportamento global do sistema.

6.3.1 - Ganho da malha de realimentação

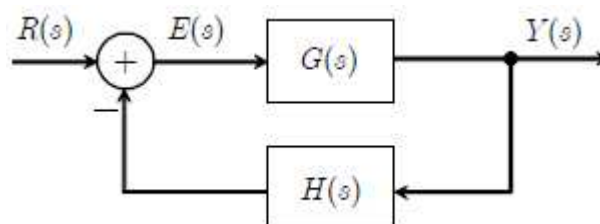


Figura 6.2 - Diagrama de blocos de uma malha de realimentação.

Considerando a Figura 6.2, o ganho de malha aberta $T(s)$, será descrito como o produto dos diferentes ganhos na malha de realimentação, ou seja:

$$T(s) = G(s) \cdot H(s). \quad (6.1)$$

A obtenção desta grandeza é de grande utilidade para a análise do sistema, uma vez que as perturbações na saída serão multiplicadas pela seguinte equação:

$$\frac{1}{1 + T(s)}. \quad (6.2)$$

A equação (6.2) mostra que para valores elevados do ganho de realimentação $T(s)$ a influência das perturbações na saída será bastante reduzida ou até desprezada. Um elevado ganho de realimentação leva também a que a saída seja aproximadamente igual ao quociente entre a tensão de referência e o ganho de $H(s)$, com muito pouca dependência dos restantes ganhos da malha. O ganho $T(s)$ pode ser visto como uma medida da performance da malha de realimentação.

Convertendo a Figura 6.1 num diagrama de blocos, obtemos o esquema da Figura 6.3 onde o valor V_m diz respeito à tensão da onda PWM.

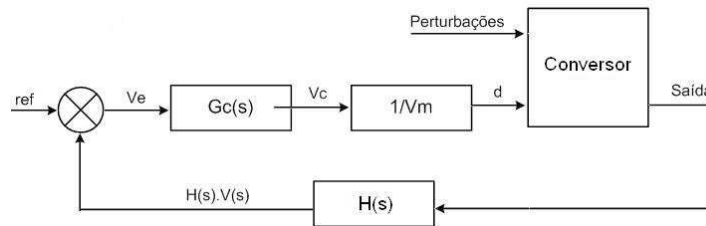


Figura 6.3 - Diagrama de blocos do conversor com realimentação.

Por analogia à Figura 6.2, o ganho da malha de realimentação do conversor é dada pela seguinte equação:

$$T(s) = G_c(s) \cdot \frac{1}{V_M} \cdot G_p(s) \cdot H(s), \quad (6.3)$$

sendo $G_p(s)$ a função de transferência do conversor.

Nesta equação é fácil verificar como o ganho da malha de realimentação modifica a função de transferência em malha aberta e consequentemente a performance do sistema.

Outra particularidade da realimentação é tornar a função de transferência entre a referência e a saída insensível aos ganhos.

Recorrendo de novo à Figura 6.2, a função de transferência em malha fechada da saída em função da entrada é definida como:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)}. \quad (6.4)$$

Logo, a função de transferência em malha fechada entre o valor referência e a saída tomando como referência a Figura 6.3 será dada por:

$$\frac{v_o}{v_{ref}} = \frac{1}{H(s)} \cdot \frac{T(s)}{1 + T(s)}. \quad (6.5)$$

Analisando a equação anterior facilmente se conclui que para valores elevados de $T(s)$, ($T(s) \gg 1$) a função de transferência reduz-se ao inverso do ganho do sensor $H(s)$, o que mostra a independência do sistema aos restantes ganhos da malha de realimentação.

6.3.2 - Estabilidade

Um sistema estável pode-se tornar instável com a introdução de realimentação, mesmo que $T(s)$ não apresente pólos no semi-plano direito a função de transferência em malha fechada pode apresentar. Neste caso a realimentação não consegue regular a saída do sistema e observam-se oscilações.

Quando a malha de realimentação leva o sistema à instabilidade significa que $(1+T(s))$ tem raízes no semi-plano direito. A utilização do critério de estabilidade de Nyquist² permite verificar qual o número de raízes no semi-plano direito do sistema, avaliando apenas o ganho $T(s)$. Com esta informação pode-se inferir sobre a estabilidade do sistema [44]. Contudo esta técnica é um pouco complexa, optar pelo critério da margem de fase é normalmente suficiente para a maioria dos reguladores DC-DC [42].

A margem de fase de um sistema é dada por:

$$\varphi_m = 180^\circ + \angle T(j2\pi f_c), \quad (6.6)$$

ou seja, é a fase do sistema à frequência de travessia, definida por:

$$\|T(j2\pi f_c)\| = 1 \Rightarrow 0dB. \quad (6.7)$$

Caso exista apenas uma frequência de travessia e se $T(s)$ não apresentar pólos no semi-plano direito, então o sistema é estável se a margem de fase for positiva. Caso existam várias passagens pela linha de 0dB este método pode ser ambíguo, pelo que se deve optar por outras abordagens para verificar a estabilidade do sistema. O mesmo acontece quando $T(s)$ apresenta raízes no semi-plano direito.

² Critério de estabilidade de Nyquist: Sendo P o número de pólos de $G(s)$ em malha aberta no interior do semi-plano direito, e N o número de envoltimentos do ponto $-1 \pm j0$ pelo traçado de $G(s)$ no sentido horário, então, o número de pólos de $G(s)$ em malha fechada no interior do semi-plano direito (Z) é: $Z=N+P$.

6.4 - Características dos controladores

Assegurar uma margem de fase positiva não é suficiente para garantir que o sistema tenha uma boa performance. A margem de fase deve ser também suficiente para se verificar um baixo overshoot do sistema, uma vez que o overshoot, o coeficiente de amortecimento e a margem de fase estão relacionados pelas expressões seguintes, respectivamente [42] e [44].

$$overshoot = e^{\frac{-\zeta \cdot \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \cdot 100\%, \quad (6.8)$$

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{\ln(overshoot)} \right)^2}} = \frac{\sin(\varphi_m)}{2 \cdot \sqrt{\cos(\varphi_m)}}, \quad (6.9)$$

$$\varphi_m = \arctan \left(2 \cdot \zeta \cdot \sqrt{\sqrt{4 \cdot \zeta^4 + 1} + 2 \cdot \zeta^2} \right). \quad (6.10)$$

O coeficiente de amortecimento e a margem de fase estão esquematizados na Figura 6.4 considerando a aproximação por um sistema com um ou dois pólos.

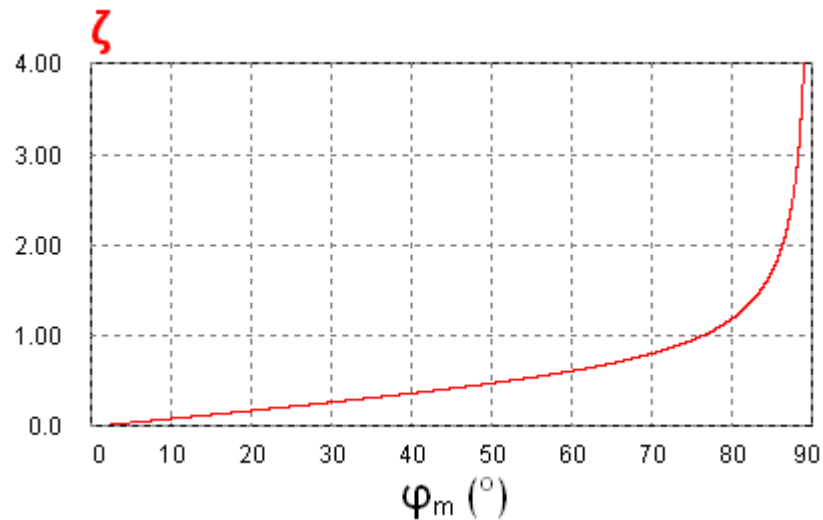


Figura 6.4 - ζ vs φ_m .

Pode-se observar que uma margem de fase de apenas 52° permite obter $\zeta = 0.5$ e para se obter $\zeta = 1$, ou seja, pólos reais, o sistema deve apresentar uma margem de fase de 76°

Valores baixos de φ_m levam a valores muito baixos de ζ , nesta situação $(1+T(s))$ será muito pequeno e observam-se picos elevados nas regiões da frequência de travessia.

A resposta ao degrau para diferentes valores de ζ pode ser consultada na figura seguinte:

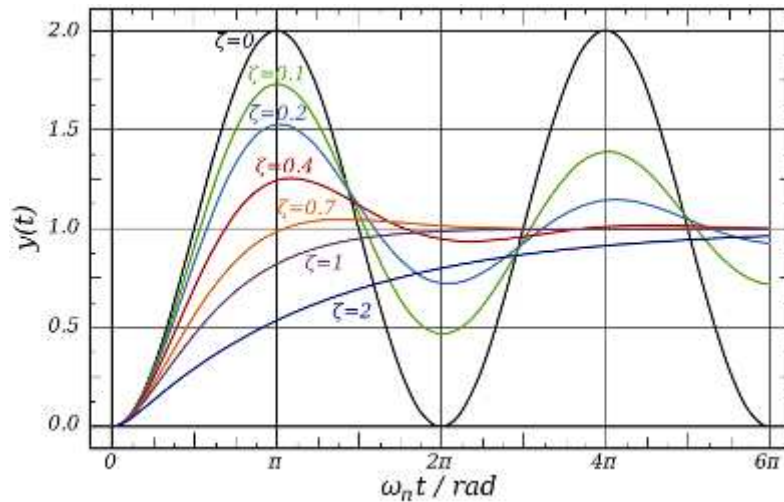


Figura 6.5 - Resposta ao degrau para vários ζ [45].

Sabendo que os pólos do sistema são dados por:

$$\omega = \omega_n \left(-\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1} \right), \quad (6.11)$$

pode-se então distinguir três situações para os valores de ζ :

- Subamortecido: quando ω são raízes complexas conjugadas, ocorre para $0 < \zeta < 1$;
- Criticamente amortecido: se ω for um pólo duplo, quando $\zeta = 1$;
- Sobre-amortecido: quando ω são raízes reais, para $\zeta > 1$;

Um sistema subamortecido tem a característica de apresentar uma resposta ao degrau lenta causada pelos pólos de baixa frequência. Por sua vez numa situação criticamente amortecida, como a resposta a malha fechada apresenta dois pólos reais a resposta ao degrau é mais rápida pois o pólo de menor frequência apresenta uma frequência superior. Este é o caso em que se verifica a resposta mais rápida sem ocorrer overshoot. Um sistema sobre-amortecido possui a resposta mais rápida, contudo apresenta overshoot. Isto não é necessariamente uma desvantagem dos sistemas sobre-amortecidos, pois mantendo o overshoot dentro de certos limites é tolerável.

6.4.1 - Compensador por avanço de fase ou PD

Este compensador é utilizado para melhorar a margem de fase. Adiciona um zero no sistema a uma frequência muito abaixo da frequência de travessia de modo a aumentar a margem de fase [42].

A altas-frequências este zero faz com que o compensador derive o sinal de erro, daí também se chamar de compensador proporcional derivativo, PD.

Com este tipo de compensador é também possível o aumento da largura de banda da malha de realimentação, mantendo uma boa margem de fase.

A função de transferência de um compensador por avanço de fase é a que se segue:

$$G_c(s) G_{c_0} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}. \quad (6.12)$$

A máxima margem de fase ocorre para $f_{\varphi_{\max}}$ dada pela equação:

$$f_{\varphi_{\max}} = \sqrt{f_z \cdot f_p}. \quad (6.13)$$

Assim para se obter a maior margem de fase possível o compensador deve ser projectado para que $f_{\varphi_{\max}}$ coincida com f_c . Nesta frequência a fase é:

$$\angle G_c(f_{\varphi_{\max}}) = \arctan \left(\frac{\sqrt{\frac{f_p}{f_z}} - \sqrt{\frac{f_z}{f_p}}}{2} \right). \quad (6.14)$$

Desenvolvendo a equação (6.14) chega-se à relação que se segue.

$$\frac{f_z}{f_p} = \frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)} \quad \text{com } \theta = -G_c(f_{\varphi_{\max}}). \quad (6.15)$$

Com o resultado anterior podem-se escrever as equações que permitem o cálculo das frequências f_p e f_z para a margem de fase pretendida para o sistema.

$$f_z = f_c \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}}, \quad (6.16)$$

$$f_p = f_c \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}}. \quad (6.17)$$

Para garantir que o ganho é unitário à frequência de travessia, o ganho do compensador deve ser calculado pela equação:

$$G_{c_0} = \sqrt{\frac{f_z}{f_p}}. \quad (6.18)$$

6.4.2 - Compensador por atraso de fase ou PI

O compensador por atraso de fase é utilizado para aumentar o ganho às baixas frequências de modo a garantir uma melhor regulação para frequências DC e frequências muito abaixo da frequência de travessia [42].

A função de transferência deste tipo de compensador é a que se segue:

$$G_c(s) = G_{c_{\infty}} \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right). \quad (6.19)$$

Escolhendo f_L suficientemente baixo em relação a f_c a margem de fase não é modificada.

Às baixas frequências o zero invertido do sistema integra o sinal de erro, sendo por isso este compensador também chamado de proporcional integral.

Este compensador deve ser projectado atendendo aos pressupostos seguintes:

- Escolher o ganho de forma a se obter a frequência de travessia desejada;
- Escolher ω_L suficientemente baixo para não alterar a margem de fase.

6.4.3 - Compensador por avanço e atraso de fase ou PID

É um compensador que resulta da combinação dos dois anteriores, o que permite obter uma grande largura de banda e erro nulo em regime permanente [42].

A função de transferência deste sistema é do tipo:

$$G_c(s) = G_{c_m} \frac{\left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_z} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)}. \quad (6.20)$$

Os pólos às frequências f_{p1} e f_{p2} ajudam a diminuir o ripple gerado pela frequência de comutação. O ganho deve ser escolhido para que a frequência de travessia seja superior a f_L e f_z mas menor que f_{p1} e f_{p2} .

6.5 - Implementação do controlador para o conversor *flyback*

Para um controlo eficaz da lâmpada em todas as fases, garantindo que a luz emitida está de acordo com todas as especificações de luminosidade e segurança, utilizou-se a curva de VEDILIS.

A curva de VEDILIS -VEhicle Discharge Light System é apresentada, geralmente, como um gráfico tensão-corrente onde a curva representa um valor configurado para controlar uma lâmpada HID no início e durante o seu funcionamento. Esta curva pode ser configurada de modo a fornecer um gráfico da característica tensão-corrente de uma lâmpada HID utilizada em iluminação automóvel.

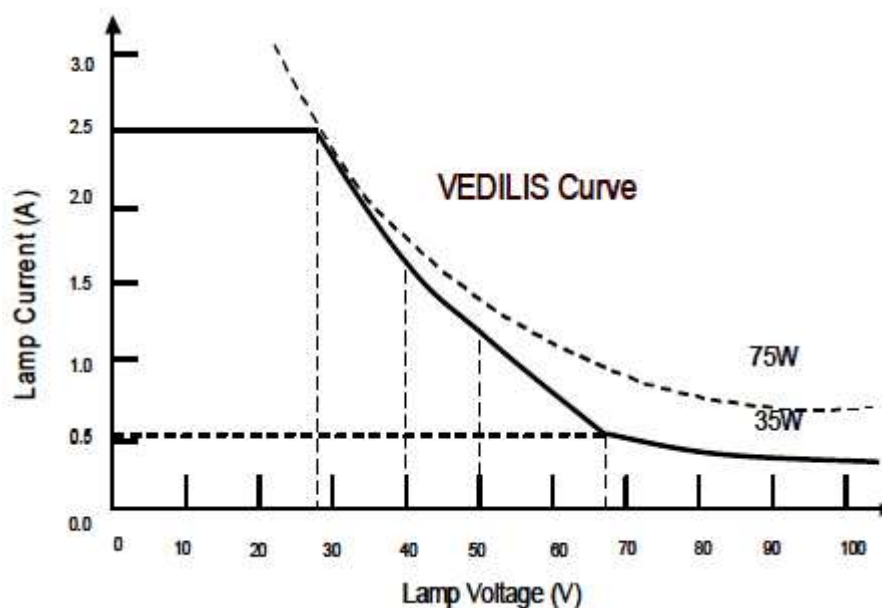


Figura 6.6 - Curva VEDILIS para iluminação automóvel [34].

De acordo com o documento onde esta curva é descrita [46], a potência aplicada à lâmpada pode ser controlada medindo a tensão aplicada à lâmpada e obtendo o respectivo valor da corrente pela curva VEDILIS, este valor da corrente serve como controlo para, por exemplo, manter a potência constante.

Depois da ignição, como mostra a curva VEDILIS, a lâmpada pode ser controlada em sobrecarga obtendo-se assim uma rápida transição do estado inicial da lâmpada, de modo que ela proporcione a quantidade necessária de luz tão rápido quanto possível. Em seguida após ter atingido 75W, esta sobrecarga é reduzida conforme a tensão da lâmpada. O montante e duração da sobrecarga dependem do estado da lâmpada. Por exemplo, se a lâmpada foi desligada por um longo tempo e, portanto, está fria, então terá de ser aplicada uma maior sobrecarga durante um período de tempo mais longo do que se fosse desactivada apenas brevemente e, portanto, ainda estaria quente quando reiniciada. É evidente que tal sobrecarga não deve destruir a lâmpada ou diminuir a respectiva duração. Este requisito deve ser cumprido por todas as condições de funcionamento.

Sendo assim a variável mais indicada para controlar na saída é a corrente, uma vez que podemos obter o seu valor de referência através da curva VEDILIS.

Recorrendo então à função de transferência que relaciona a corrente de saída com o ciclo activo do conversor, deduzida no capítulo anterior, e à teoria exposta neste capítulo será projectado um compensador que regula a corrente à saída do conversor.

6.5.1 - Dimensionamento do conversor

Tal como já referido, a lâmpada na fase steady-state deve ter aos seus terminais uma tensão de 85V, de acordo com a curva VEDILIS para esta tensão teremos uma corrente de saída de 0.4A, dando para a resistência da lâmpada 213Ω .

Definindo um ripple de tensão na saída de 3V e sabendo que o ripple de tensão é dado por:

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{R} \cdot \frac{D \cdot T_s}{C}, \quad (6.21)$$

pode-se calcular facilmente o valor do condensador a utilizar.

O duty-cycle para as condições referidas será de 0.545 e assumindo uma frequência de comutação de 15Khz obtém-se então o valor de 5µF para o condensador do conversor.

O conversor em análise e a respectiva malha de controlo será portanto igual ao representado na Figura 6.1, substituindo os valores dos elementos pelos valores calculados.

6.5.2 - Dimensionamento do controlador

A função de transferência linearizada do conversor está transcrita na equação que se segue por conveniência.

$$T_i(s) = \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{I_{Lm}}{R \cdot C} \cdot \frac{s - \frac{(D-1)}{I_{Lm}} \cdot \left(\frac{V_C}{L_m + L_s} - \frac{V_{in}}{L_m + L_p} \right)}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{(D-1)^2}{(L_m + L_s) \cdot C}}. \quad (6.22)$$

Substituindo pelos valores definidos em cima obtemos:

$$T_i(s) = \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = 796 \cdot \frac{s - 3.59 \times 10^3}{s^2 + 939 \cdot s + 1.64 \times 10^6}, \quad (6.23)$$

reescrevendo a equação (6.23):

$$T_i(s) = 796 \cdot \frac{(s - 3.59 \times 10^3)}{(s + 469.50 + j \cdot 1.19 \times 10^3) \cdot (s + 469.50 - j \cdot 1.19 \times 10^3)}. \quad (6.24)$$

Através da equação (6.24) pode-se concluir que $T_i(s)$ tem:

Um zero no semi-plano direito: $\omega_p = 3.59 \times 10^3 \text{ rad/s}$

Dois pólos complexos no semi-plano esquerdo: $\omega_{z1} = 469.50 + j1.19 \times 10^3 \text{ rad/s}$

$\omega_{z2} = 469.50 - j1.19 \times 10^3 \text{ rad/s}$

Até este ponto o sistema indica ser estável, analisemos agora a margem de fase:

$$\|T_i(j\omega_c)\| = 1 \Rightarrow \omega_c = 2.07 \times 10^3 \text{ rad/s}, \quad (6.25)$$

$$\angle T_i(j\omega_c) = 6.15^\circ, \quad (6.26)$$

$$\phi_m = -173.85^\circ. \quad (6.27)$$

Uma vez que a margem de fase é negativa pode-se concluir que $T_i(s)$ apesar de não ter pólos no semi-plano direito, quando utilizado no sistema em malha fechada ficará instável.

Através da Figura 6.7 e Figura 6.8 podemos verificar a validade dos valores obtidos.

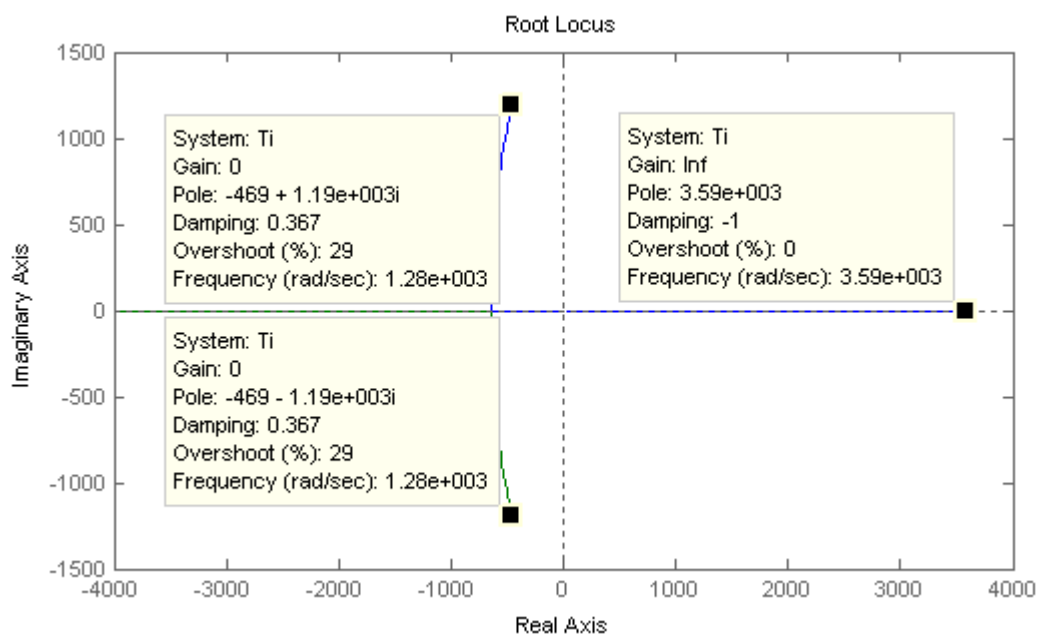


Figura 6.7 - Lugar das raízes de $T_i(s)$.

Na Figura 6.7 podemos verificar que os valores dos pólos e do zero coincidem com os valores calculados.

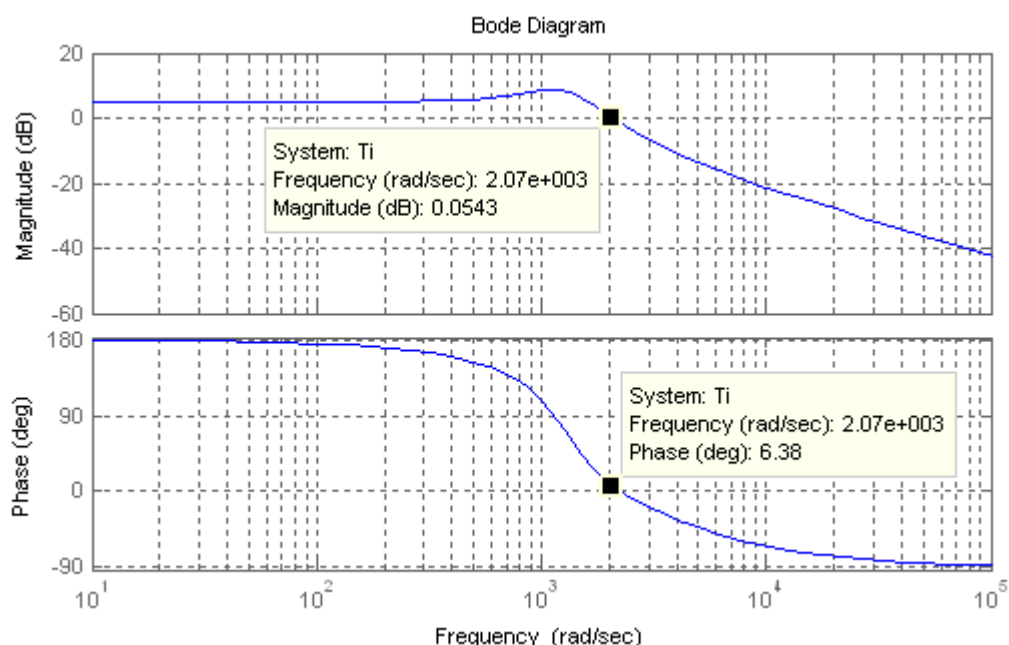


Figura 6.8 - Diagrama de Bode de $T_i(s)$.

Através do diagrama de Bode de $T_i(s)$, Figura 6.8, comprova-se que a frequência de travessia e a fase para essa frequência coincidem também com os valores determinados.

Recorrendo ao diagrama de Nyquist para verificar a estabilidade de $T_i(s)$, verificamos através da Figura 6.9 que de facto o traçado de $T_i(s)$ envolve o ponto $-1 \pm j0$.

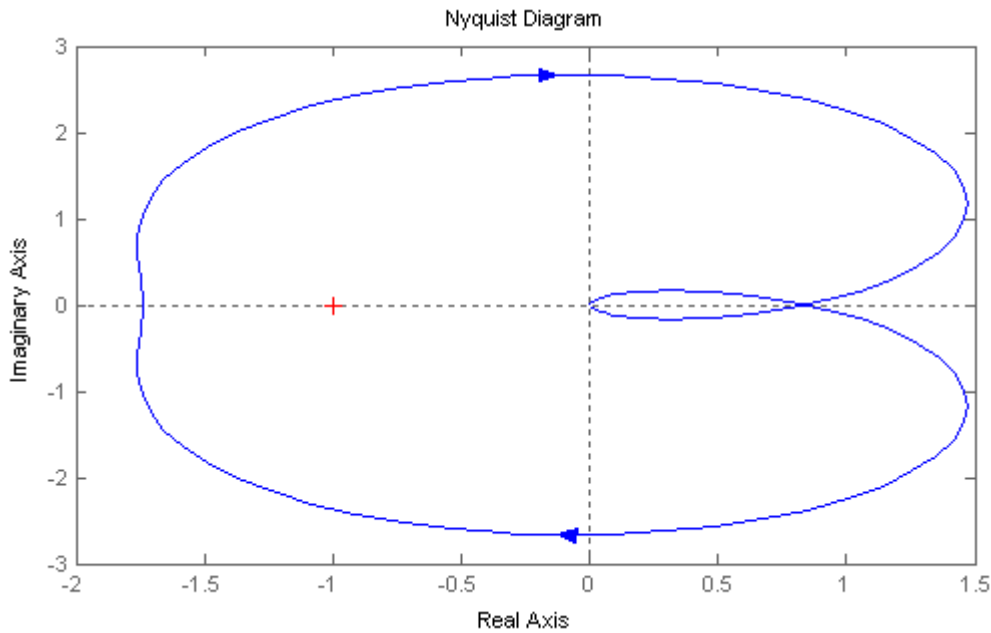


Figura 6.9 - Diagrama de Nyquist de $T_i(s)$.

Segundo o critério de estabilidade de Nyquist³, ($Z=N+P$) temos $P=0$, uma vez que $T_i(s)$, não tem pólos no semi-plano direito, $N=1$, pois o traçado de $T_i(s)$ envolve o ponto $-1 \pm j0$ uma vez no sentido horário, dando origem a $Z=1$, o que nos indica que $T_i(s)$ em malha fechada terá um pólo no semi-plano direito, originando a instabilidade do sistema.

Comprovada a instabilidade de $T_i(s)$, é necessário implementar um compensador de modo a tornar o sistema de realimentação estável.

6.5.3 - Implementação do compensador

O tipo de compensador a usar deve ser um PI, já que será necessário diminuir a margem de fase para tornar o sistema estável, e aumentar o ganho às baixas frequências, devido ao sistema sem compensação ter um ganho muito baixo nessa zona, o que lhe confere uma fraca imunidade a interferências.

Sendo assim, utilizou-se a ferramenta “sisotool” do MATLAB para projectar este compensador.

O resultado fornecido pelo programa foi:

$$G_c(s) = -175.54 \times 10^{-3} \cdot \frac{(s + 1.39 \times 10^3)}{s}. \quad (6.28)$$

³ Critério de estabilidade de Nyquist: Sendo P o número de pólos de $G(s)$ em malha aberta no interior do semi-plano direito, e N o número de envoltimentos do ponto $-1 \pm j0$ pelo traçado de $G(s)$ no sentido horário, então, o número de pólos de $G(s)$ em malha fechada no interior do semi-plano direito (Z) é: $Z=N+P$.

Pelo diagrama de bode da figura seguinte verifica-se que este controlador cumpre todos os requisitos, pois apresenta um ganho elevado para baixas frequências e uma elevada fase para compensar a de $T_i(s)$.

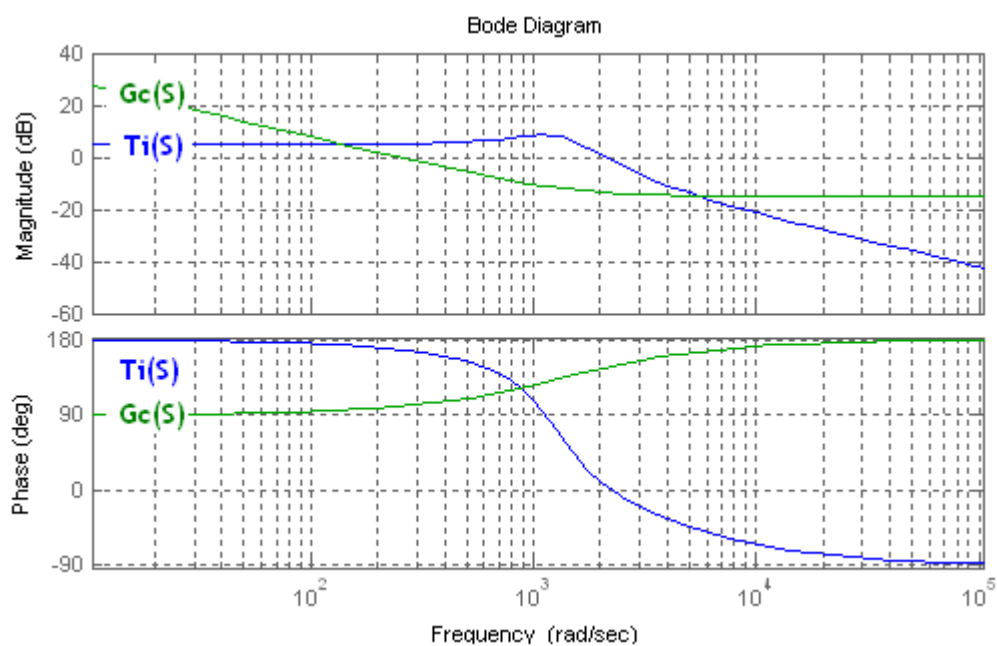


Figura 6.10 - Diagrama de bode de $T_i(s)$ e $G_c(s)$.

Na figura seguinte está representada uma imagem da “sisotool” onde se pode observar o lugar geométrico de raízes e o diagrama de bode em malha aberta e malha fechada do sistema $T_i(s) \cdot G_c(s)$.

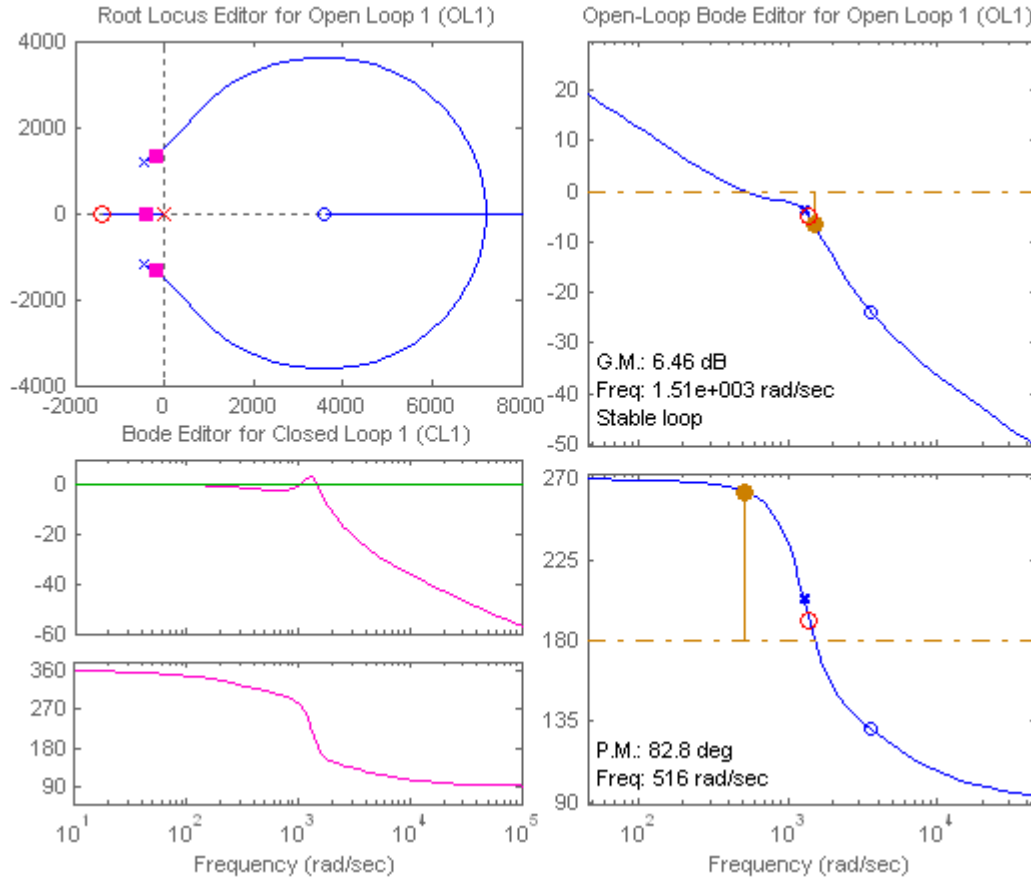


Figura 6.11 - Lugar geométrico de raízes e diagrama de bode em malha aberta e malha fechada do sistema $T_i(s) \cdot G_c(s)$.

Na figura anterior verifica-se que o sistema é estável, pois não possui pólos em malha aberta e malha fechada no semi-plano direito, verifica-se também que o sistema tem uma margem de fase de 82.8° e uma frequência de travessia de 516 rad/s , muito inferior à frequência de comutação ($94.25 \times 10^3 \text{ rad/s}$), evitando assim interferências quando o transistor comuta.

6.5.4 - Implementação da malha de realimentação

Atendendo ao diagrama de blocos da Figura 6.3 e à equação (6.3) pode-se deduzir a expressão para o ganho da malha de realimentação:

$$T(s) = H(s) \cdot \frac{1}{V_M} \cdot G_c(s) \cdot T_i(s), \quad (6.29)$$

Considerando o ganho do sensor unitário e a tensão PWM variar entre zero e um, o ganho de realimentação reduz-se a:

$$G_c(s) \cdot T_i(s) = -139.72 \cdot \frac{(s - 1.39 \times 10^3) \cdot (s - 3.59 \times 10^3)}{s \cdot (s + 469.50 + j \cdot 1.19 \times 10^3) \cdot (s + 469.50 - j \cdot 1.19 \times 10^3)}. \quad (6.30)$$

que como já foi verificado atrás através da Figura 6.11, $G_c(s) \cdot T_i(s)$ é um sistema estável.

Após se obter uma malha de realimentação estável, analisa-se agora a sua resposta a um degrau unitário e a sua capacidade de rejeição ao ruído.

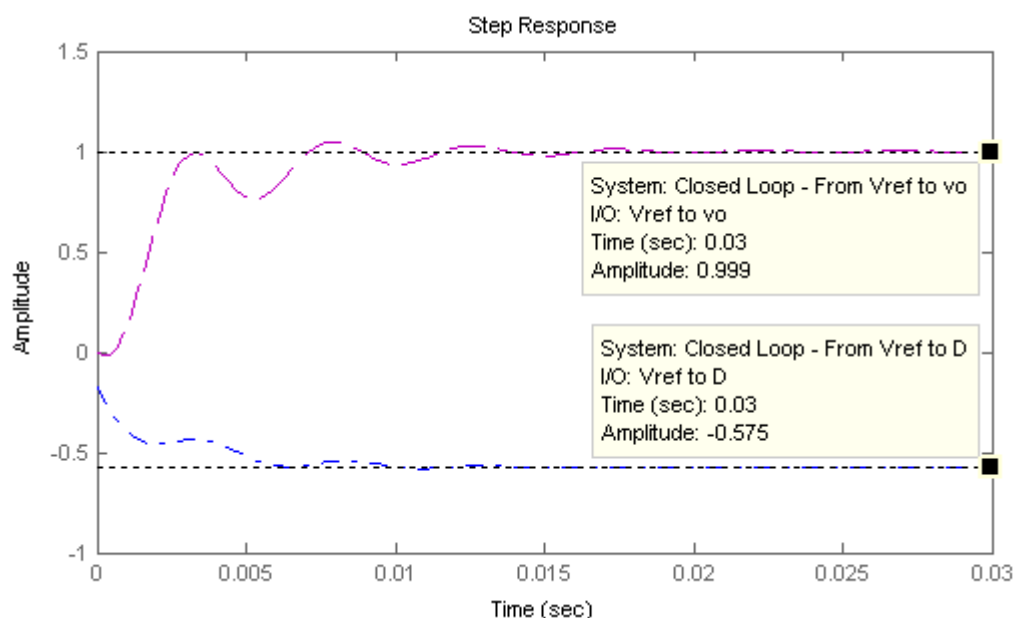


Figura 6.12 - Resposta ao degrau unitário aplicado na entrada do sistema em malha fechada.

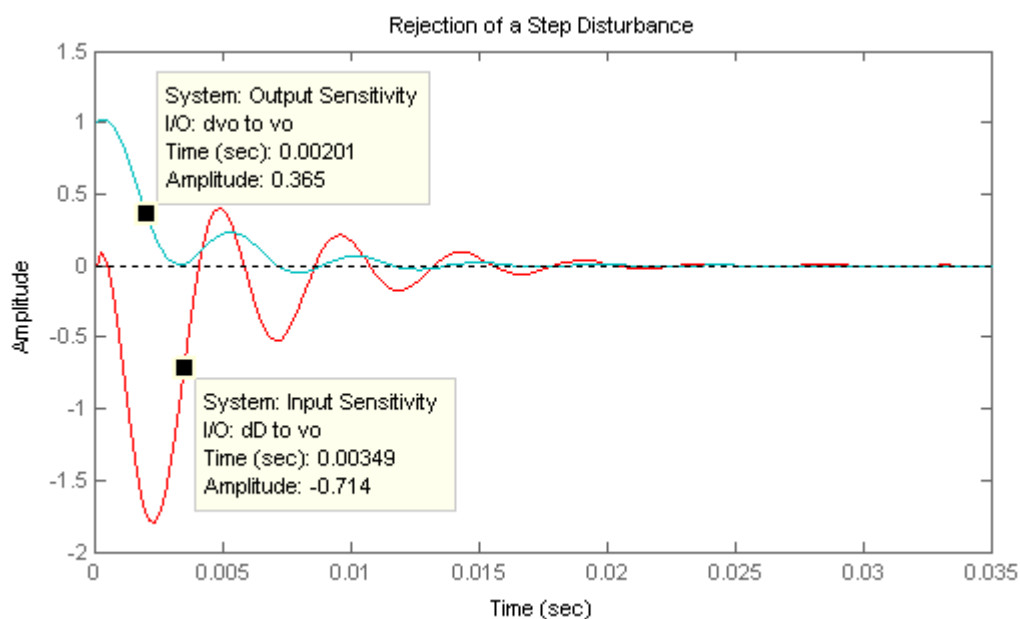


Figura 6.13 - Resposta de rejeição ao ruído do sistema em malha fechada.

As imagens mostram um sistema com uma boa dinâmica assim como uma boa resposta transitória, com baixo overshoot e oscilação. O sistema apresenta ainda uma boa rejeição a perturbações e o erro em regime permanente pode ser desprezado.

6.6 - Teste do controlador

Para testar o controlador anterior para o controlo do conversor flyback, foi utilizado o programa de simulação PSIM, em que se simulou o conversor em análise com a malha de controlo proposto.

Recorrendo-se ao bloco de simulação de funções de transferência do PSIM para simular o controlador, desenvolveu-se o circuito da Figura 6.14, onde se criou a possibilidade de aos 50ms mudar o valor da carga.

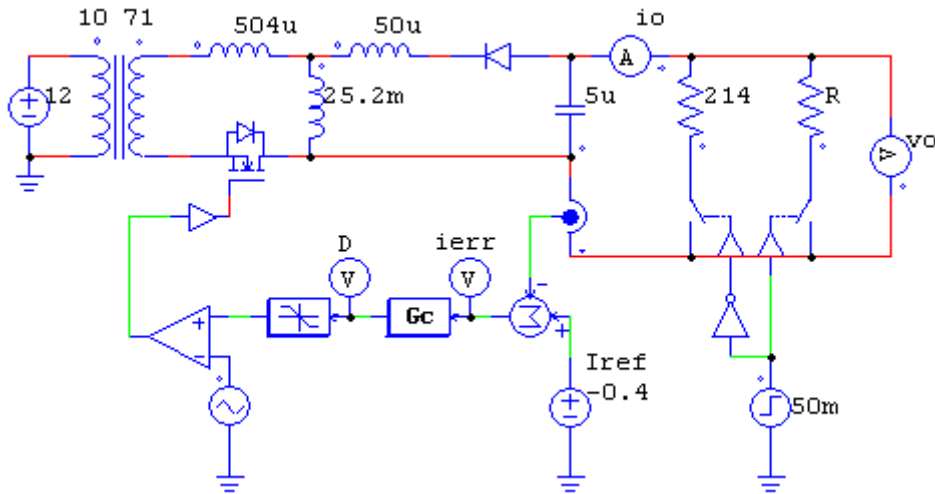


Figura 6.14 - Circuito simulação do controlador.

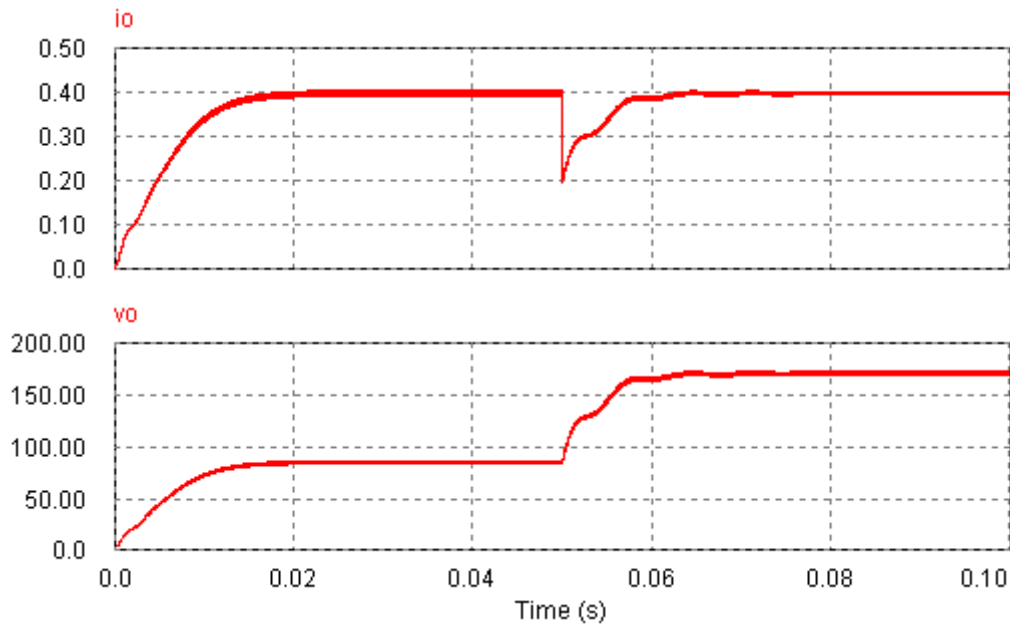


Figura 6.15 - Forma de onda da corrente (A) e da tensão (V) na saída do conversor para uma mudança de carga para o dobro ($R = 428\Omega$).

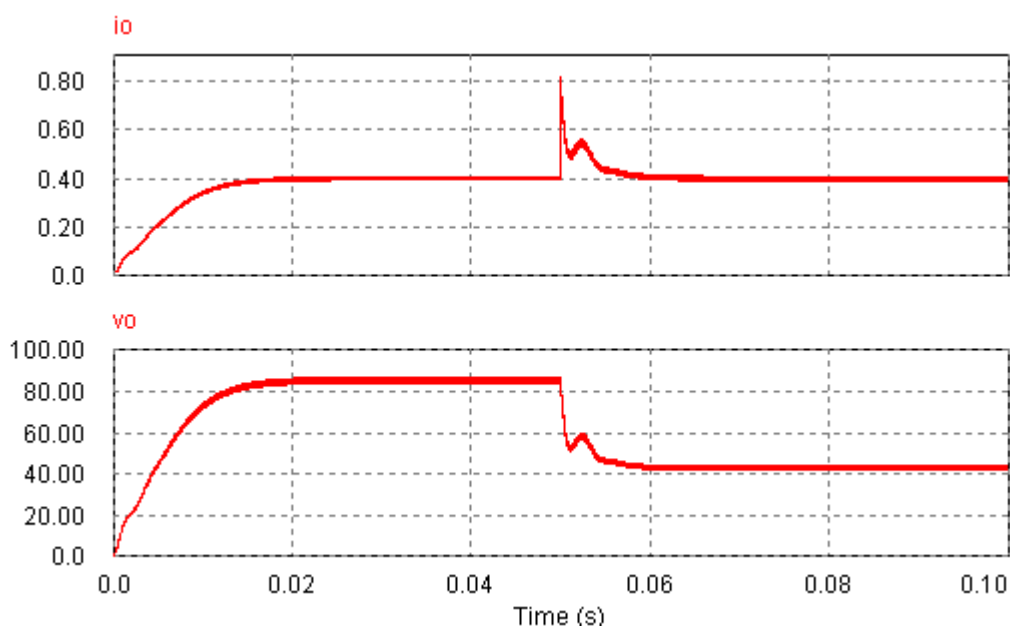


Figura 6.16 - Forma de onda da corrente (A) e da tensão (V) na saída do conversor para uma mudança de carga para metade ($R = 107\Omega$).

Tal como esperado o sistema regula a corrente de saída no valor de referência de 0.4A. Mesmo depois de uma mudança de carga para o dobro ou para metade da nominal, o sistema repõe rapidamente a corrente no valor de referência. O erro em regime permanente é bastante reduzido e a resposta dinâmica do sistema muito satisfatória. Esta simulação mostra que o controlador projectado se aplica correctamente ao controlo em corrente de um conversor *flyback*.

6.7 - Teste de todo o sistema de alimentação

Após se ter implementado um controlador capaz de colocar na saída do conversor o valor de referência, pode-se agora controlar o modelo da lâmpada HID implementado no Capítulo 2.

Para isso implementou-se o circuito da Figura 6.17, onde se colocou o circuito de ignição Figura 4.2, e o modelo da lâmpada Figura 2.11, dentro de um sub circuito para tornar a compreensão deste circuito mais intuitiva e diminuir o tamanho do mesmo.

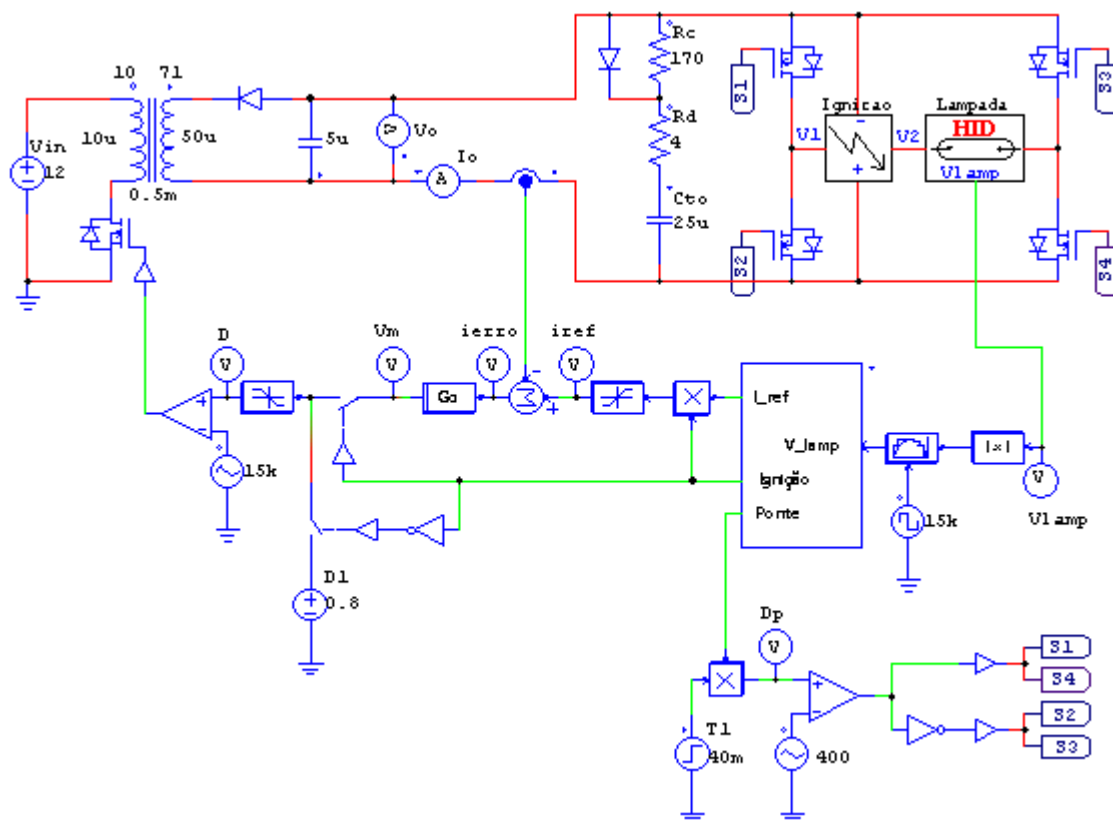


Figura 6.17 - Circuito completo de alimentação de uma lâmpada HID

Devido à lâmpada HID ter várias fases de funcionamento, o valor de referência tem de ser mudado conforme a respectiva fase onde a lâmpada se encontra. Para efectuar esta mudança, assim como escolher o valor indicado para a referência, recorreu-se ao bloco *C Script Block* do programa PSIM, onde é possível implementar código em linguagem C.

Este bloco está representado na Figura 6.18, tem como entrada a tensão aos terminais da lâmpada (v_{lamp}), e é através desta variável que se determina em que fase a lâmpada se encontra. Este sinal de entrada é previamente amostrado a uma frequência de 15kHz, para permitir uma leitura dos valores mais estável.



Figura 6.18 - C Script Block.

Este bloco para além de controlar o valor de referência (I_{ref}), também controla o momento em que o conversor DC-AC começa a comutar (Ponte), assim como detecta o instante em que se dá a ignição. Este sinal de ignição (Ignição) é utilizado para comutar o conversor entre malha aberta e malha fechada. Inicialmente, antes de se dar a ignição, o conversor é comandado em malha aberta com um ciclo activo de 0.8, para que o conversor

atinga os 300V o mais rápido possível e permita assim a ignição. Após a ignição, a malha de realimentação é fechada e o ciclo activo passa a ser controlado pelo controlador Gc.

6.7.1 - Funcionamento do bloco *C Script*

O bloco *C Script* analisa o valor de entrada e, se esse valor for inferior a 30V é porque a lâmpada está na fase *warm-up*, sendo assim, coloca na saída $I_{ref} = 2.5A$ e $Ponte = 0$.

Se o valor de entrada for superior a 30V, a lâmpada necessita de ser comandada a uma potência constante de 35W, sendo assim, a saída $I_{ref} = 35/V_{lamp}$ e o conversor DC-AC pode entrar em funcionamento, portanto, $Ponte=0.5$.

Caso o valor de entrada seja superior a 330V, é porque ocorreu a ignição, portanto o conversor pode passar a funcionar em malha fechada, fazendo $Ignição = 1$.

O código interno do bloco está descrito a seguir:

```
static double v, ref, ponte, ign;
v = in[0];
if (0 < v <= 30)
{
    ref=-2.5;
    ponte=0;
}
if (v > 30)
{
    ref=-35/v;
    ponte=0.5;
}
if (v > 330)
{
    ign=1;
}
out[0] = ref;
out[1] = ponte;
out[2] = ign;
```

6.7.2 - Resultados obtidos

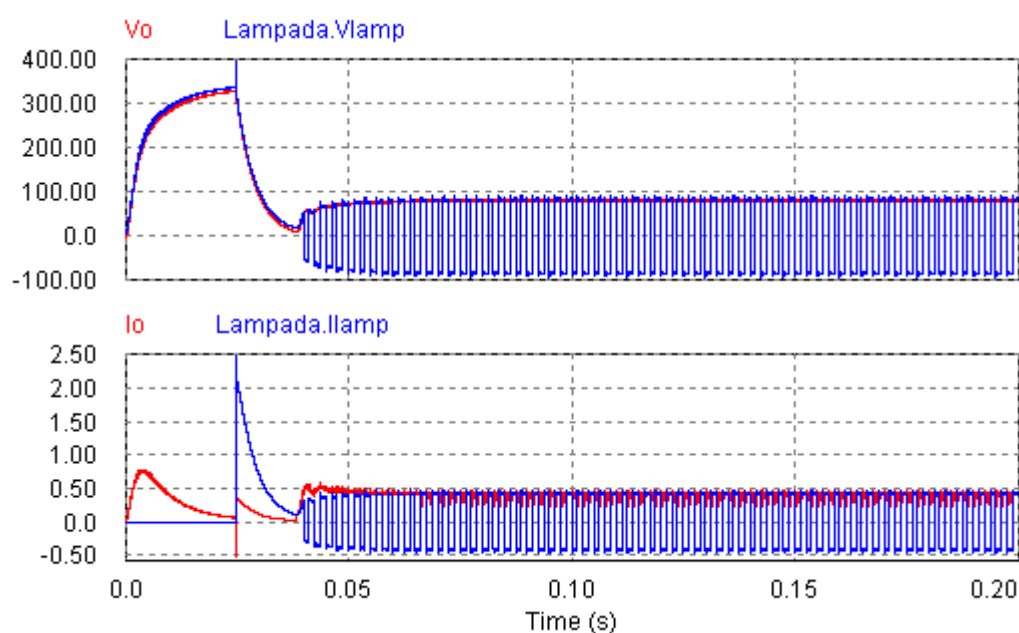


Figura 6.19 - Forma de onda da tensão (V) e corrente (A) à saída do conversor e nos terminais da lâmpada.

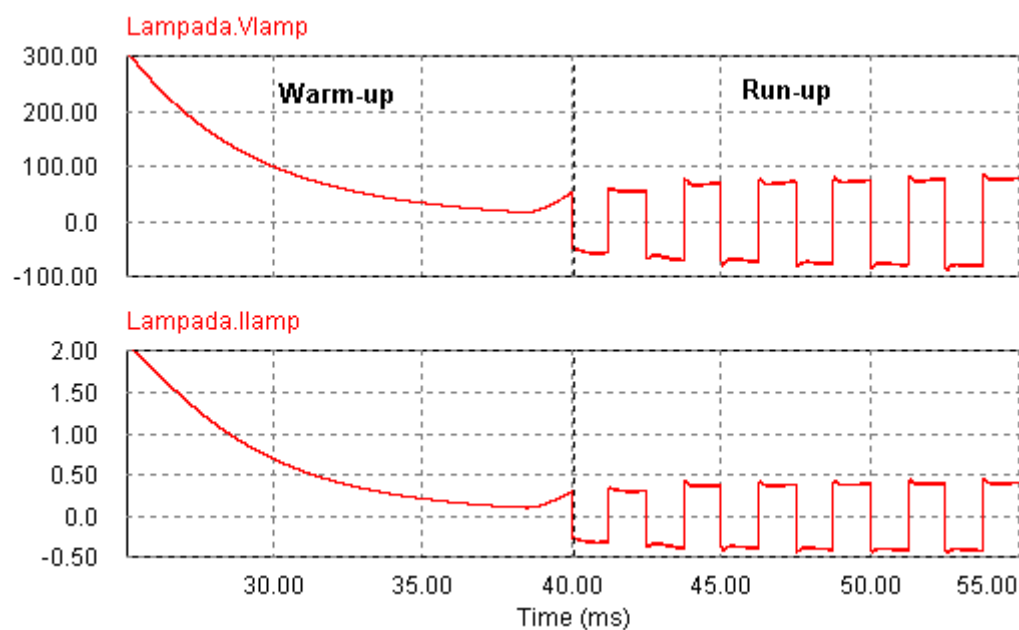


Figura 6.20 - Forma de onda da tensão (V) e corrente (A) na lâmpada na fase *warm-up* e *run-up*.

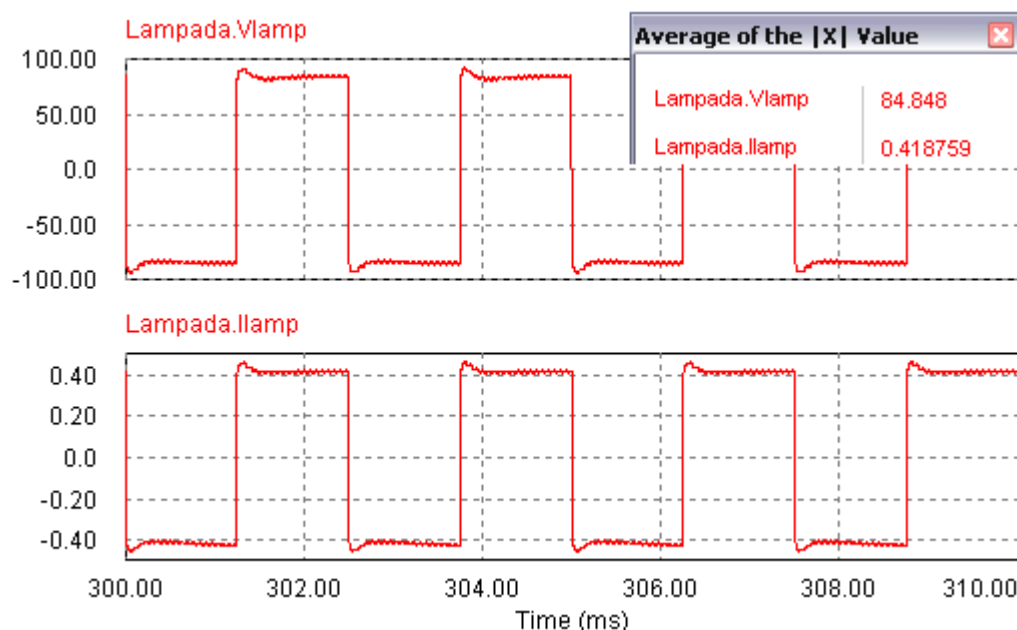


Figura 6.21 - Forma de onda da tensão (V) e corrente (A) na lâmpada na fase *steady-state*.

Os resultados obtidos são bastante satisfatórios, através das figuras anteriores verifica-se que o sistema de alimentação comporta-se de acordo com o esperado, obtendo-se na fase *steady-state* uma tensão de 84.8V e uma potência de 35.5W, valores que estão perfeitamente dentro do intervalo de tolerância fornecido pelos fabricantes de lâmpadas HID, como foi visto anteriormente.

6.8 - Conclusão

Neste capítulo foi elaborada uma malha de realimentação para manter o sistema nos seus valores de referência, após se observar que o sistema se tornaria instável quando realimentado, foi calculado um compensador do tipo PI para tornar o sistema estável em malha fechada, conseguindo-se assim obter na saída os valores de referência, mesmo quando o sistema é sujeito a variações de carga e a perturbações exteriores ao sistema.

Após isto é feito um ensaio final onde são interligados todos os circuitos e modelos determinados nos capítulos anteriores, a resposta obtida converge para os valores nominais a que uma lâmpada HID deve ser sujeita, concluindo-se assim que o sistema se comporta conforme o projectado.

Capítulo 7

Conclusão

Neste documento foi desenvolvido e simulado com sucesso um sistema capaz de alimentar lâmpadas do tipo HID utilizadas em iluminação automóvel.

Para permitir a simulação correcta do balastro electrónico, foi implementado e simulado em PSIM e Simulink um modelo de uma lâmpada HID. Neste modelo foram introduzidos os parâmetros característicos de uma lâmpada HID-MH utilizada em iluminação automóvel, de forma a obter o seu comportamento nas várias fases do seu funcionamento.

Na implementação do balastro electrónico foi utilizado como conversor DC-DC um conversor do tipo *flyback*, apesar de a sua modelação ter-se revelado mais trabalhosa face a um conversor *step-up* ou *buck-boost*, o seu resultado final mostrou-se bastante bom, pois permitiu obter uma larga faixa de tensões na sua saída através do simples controlo do seu ciclo activo, utilizando um número reduzido de componentes.

Neste trabalho considerou-se que o automóvel seria ligeiro, ou seja, a tensão de entrada do sistema é de 12V, no entanto, e esta é mais uma vantagem que o conversor *flyback* permite, este sistema aplica-se perfeitamente a um automóvel pesado, ou seja, a entrada do sistema passaria a ter aplicado 24V.

A introdução de um ramo *take-over* no barramento DC mostrou-se fundamental para evitar que a tensão desça até perto de zero logo após a ignição, garantindo assim a sustentação do arco eléctrico.

Foi verificado também que o circuito de ignição cumpre a sua função, pois a resistência da lâmpada diminui drasticamente quando o circuito de ignição fornece um impulso.

O método de controlo adoptado neste sistema foi o método de realimentação, onde os valores de saída são monitorizados e o ciclo activo compensado, para se obter na saída os valores de referência constantes. Este método demonstrou-se bastante eficaz e robusto, garantindo que o sistema fica imune a variações de carga, característica importante pois as lâmpadas com o decorrer do tempo a sua resistência varia, e imune a interferências exteriores ao sistema, característica também importante uma vez que todo o sistema de iluminação normalmente encontra-se perto dos motores dos automóveis.

Após esta análise pode-se concluir que o sistema cumpre todos os requisitos exigidos, garantindo assim um nível de segurança para o utilizador e uma longa vida para a lâmpada.

7.1 - Perspectivas de trabalho futuro

Como trabalho futuro é proposto:

- I. Incluir no sistema de alimentação uma forma de detectar o fim de vida da lâmpada HID.
- II. Testar o controlador implementado com um microprocessador.
- III. Implementar na prática todo o circuito projectado neste trabalho.

Referências

- [1] AEPortugal, retirado de: <http://www.aeportugal.pt/Inicio.asp?Pagina=/Areas/AmbienteEnergia/Iluminacao/Equipamentos&Menu=MenuAmbienteEnergia>, acessado em 1-6-2008.
- [2] M. Born and M. Strösser, "Fundamental investigations of mercury-free automotive discharge lamps," *Journal of Physics D: Applied Physics*, p. 3823, 2007.
- [3] H. Muis, "Environmental Aspects of Lighting, A Product Oriented Approach," *Rotterdam: Ministry of Housing, Physical Planning and the Environment*, 1990.
- [4] "Discharge Lamps and the Environment," *Brussels: European Lighting Companies Federation*, vol. 4th edn, 1997.
- [5] P. Europeu and U. Europeia, "Veículos em fim de vida," *Jornal Oficial das Comunidades Europeias*, p. L269/34, 21-10-2000 retirado de: <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=CELEX:32000L0053:PT:HTML>, acessado em 8-1-2009.
- [6] Denso, Koito, Toyota, and Philips, "World's First Mercury-Free High-Intensity Discharge Headlamp System," 27 Jul 2004 retirado de: <http://www.globaldenso.com/en/newsreleases/040727-01.html>, acessado em 8-1-2009.
- [7] UNECE, retirado de: <http://www.unece.org/trans/main/welcwp29.htm>, acessado em 8-1-2009.
- [8] ECE, "Uniform Provisions Concerning the Approval of Vehicles With Regard to the Installation of Lighting and Light Signaling Devices," *ECE regulation n° 48 Revision 5 22 May*, 2008.
- [9] U. Europeia, "Directiva 97/28/CE da Comissão de 11 de Junho de 1997 que adapta ao progresso técnico a Directiva 76/756/CEE do Conselho relativa à instalação de dispositivos de iluminação e de sinalização luminosa dos veículos a motor e seus reboques," *European Union directiva 97/28/EC*, 1997 retirado de: <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=CELEX:31997L0028:PT:NOT>, acessado em 8-1-2009.
- [10] Wikipedia, "Dynamic Headlight Beam Control," retirado de: http://en.wikipedia.org/wiki/Headlamp#Dynamic_Headlight_Beam_Control, acessado em 8-1-2009.

- [11] Philips, "Xenon HID: A revolution in automotive lighting," retirado de: http://www.lighting.philips.com/in_en/consumer/carlighting/4_innovation/1_xenon_technology.php?main=in_en_consumer_lighting&parent=89083467512&id=in_en_car_lighting&lang=en, acessado em 06-02-2009.
- [12] Hella, "Hella marine, vision and innovation," retirado de: <http://www.hellamarine.com/?m=search&f=hid&B1.x=10&B1.y=2&B1=SEARCH>, acessado em 07-02-2009.
- [13] XeVision, "XeVision HID & LED lighting systems for aerospace & industrial applications," retirado de: <http://www.xevision.com/index.html>, acessado em 07-02-2009.
- [14] Intral, "Características dos Reatores Eletrônicos para Lâmpadas HID," retirado de: <http://www.metodoeventos.com.br/5eficienciaenergetica/downloads/12-06-08/sala3/marcelo.pdf>, acessado em 08-02-2009.
- [15] O. SYLVANIA, "Lighting For Home," retirado de: <http://www.sylvania.com/ConsumerProducts/LightingForHome/Products/>, acessado em 08-02-2009.
- [16] Y. Hu, "Analysis and Design of High-Intensity-Discharge Lamp Ballast for Automotive Headlamp," *Thesis in Master of Science in Electrical Engineering*, 19-11 2001.
- [17] G. Rong, Y. Yongbing, and Q. Zhaoming, "Investigation on the start-up of low wattage metal halide lamp controlled by low-frequency square-wave ballast," *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, p. 5 pp., 2005.
- [18] A. Reatti, "Low-Cost High Power-Density Electronic Ballast for Automotive HID Lamp," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15 No.2, pp. 361-368, March 2000.
- [19] H. J. Faehnrich and E. Rasch, "Electronic Ballasts For Metal Halide Lamps," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 131-140, 1988.
- [20] S. Wada, A. Okada, and S. Morii, "Study of HID Lamps with Reduce Acoustic Resonance," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 162-175, 1987.
- [21] M. Gulko and S. Ben-Yaakov, "A MHz Electronic Ballast for Automotive-type HID Lamps," *Pmc. IEEE PESC*, 1997.
- [22] M. H. Ohsato, Q. Mao, H. Ohguchi, T. Shimizu, G. Kimura, and H. Takagi, "Megahertz operation of voltage-fed inverter for HID lamps using distributed constant line," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 747-751, 1998.
- [23] R. Redl and J. D. Paul, "A new high-frequency and highefficiency electronic ballast for HID lamps: Topology, analysis, design, and experimental results," *Pmc. IEEE APEC'99*, vol. 1, pp. 486-492, 1999.
- [24] M. Shvartsas and S. Ben-Yaakov, "A spice compatible model of high intensity discharge lamps," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC-99*, pp. 1037-1042, 1999.
- [25] R. Osório, M. Ponce, and M. A. Oliver, "Simplified thermal-electric dynamic model for HID lamps," *IEEE Power Electronic Specialists Conference, PESC-04*, pp. 2713-2718, 2004.

- [26] J. C. Antón, C. Blanco, F. Ferrero, P. Roldán, and G. Zissis, "An Equivalent Conductance Model for High Intensity Discharge Lamps," *IEEE, PESC-02*, pp. 1494-1498, 2002.
- [27] D. H. J. van Casteren, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Physics based MATLAB model for ceramic metal halide lamps," *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 3, pp. 1391-1396, 2006.
- [28] K. C. Paul, T. Takemura, T. Hiramoto, A. Erraki, F. Dawson, G. Zissis, J. J. Gonzalez, A. Gleizes, M. S. Benilov, and J. D. Lavers, "Self-Consistent Model of HID Lamp for Design Applications," *IEEE, TRANSACTIONS ON PLASMA SCIENCE*, vol. 34 No.4, pp. 1536-1547, 2006.
- [29] P. Flesch and M. Neiger, "Ac modelling of D2 automotive HID lamps including plasma and electrodes," *JOURNAL OF PHYSICS, D: Appl. Phys.* 37, pp. 2848-2862, 2004.
- [30] W. Yan and S. Y. R. Hui, "A universal Pspice model for HID lamps," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1594-1602, 2005.
- [31] W. Yan, S. Y. R. Hui, H. Chung, and X. H. Cao, "Genetic algorithm optimised high-intensity-discharge lamp model," *Electron. Lett*, vol. 38, no. 3, pp. 110 - 112, 31-1 2002.
- [32] A. Kloss, H. Schneidenbach, H. Schopp, H. Hess, L. Hitzschke, and B. Schalk, "Electrode-sheath voltages in high-pressure mercury arcs," *J. Appl. Phys*, vol. 88, no. 3, pp. 1271-1275, Aug. 2000.
- [33] W. Yan, S. Y. R. Hui, and H. Chung, "Nonlinear high intensity discharge lamp model including a dynamic electrode voltage drop," *Proc. Inst. Elect. Eng.—Sci., Meas. Technol*, vol. 150, no. 4, pp. 161-167, Jul. 2003.
- [34] L. Chenyang, H. Changsheng, P. Lin, and Z. Zhongchao, "Investigation on Start-Up Characteristics of Automotive HID lamps with electronic ballast," *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 3, pp. 1593-1597 Vol. 3, 2005.
- [35] SAE, "Discharge Forward Lighting System and Subsystems," *Society of Automotive Engineers J2009 (R)*, 2005.
- [36] U. Nations, "Uniform Provisions Concerning the Approval of Gas-Discharge Light Sources for Use in Approved Gas-Discharge Lamp Units of Power-Driven Vehicles," *United Nations ECE reg. N° 99*, 16 April 2004 retirado de: <http://www.vlk.co.kr/sub02/images/03.pdf>, acedido em 8-1-2009.
- [37] Osram, "D2S / D2R XENARC," *High Intensity Discharge Lighting*, retirado de: <http://www.nuconverter.de/assets/d2sd2r.pdf>, acedido em 8-1-2009.
- [38] H. Chien-Ming, L. Tsorng-Juu, L. Ray-Lee, and C. Jiann-Fuh, "A Novel Constant Power Control Circuit for HID Electronic Ballast," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1573-1582, 2007.
- [39] M. Ponce, E. Flores, and R. Osorio, "Analysis and design of igniters for HID lamps fed with square waveforms," *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 1, pp. 396-400 Vol.1, 2004.

- [40] L. Tsorng-Juu, S. Wen-Bin, C. Chun-An, C. Chia-Ming, and C. Jiann-Fuh, "Investigation on transient and steady-state characteristics with electronic ballast of automotive HID lamps," *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 4, pp. 1651-1655, 2002.
- [41] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, "Principles of Power Electronics," *Part II, Dynamics and Control*, 1991.
- [42] R. W. Erickson and d. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," *Cap. II, Converter Dynamics and Control*, 2001.
- [43] D. S. Oliveira and L. C. Tomaselli, "Estudo de um conversor CC-CC *buck-boost*," *Instituto de Eletrônica de Potência e Universidade Federal de Santa Catarina*.
- [44] K. Ogata, "Engenharia de Controlo Moderno," *Terceira edição*, 1998.
- [45] Wikibooks, "Control Systems / Examples / Second Order Systems," retirado de: http://en.wikibooks.org/wiki/Control_Systems/Examples/Second_Order_Systems, acedido em 20-01-2009.
- [46] VEDILIS, "System Specifications for Field Test," *Eureka Project 273*, p. B 1/3.